

(12)特許協力条約に基づいて公開された国際出願

(19)世界知的所有権機関  
国際事務局



(43)国際公開日  
2004年12月29日(29.12.2004)

PCT

(10)国際公開番号  
WO 2004/114283 A2

(51)国際特許分類<sup>7</sup>:

G11B

(72)発明者; および

(21)国際出願番号:

PCT/JP2004/009270

(75)発明者/出願人(米国についてのみ): 上田 英司 (UEDA, Eiji).

(22)国際出願日:

2004年6月24日(24.06.2004)

(74)代理人: 特許業務法人池内・佐藤アンドパートナーズ (IKEUCHI SATO & PARTNER PATENT ATTORNEYS); 〒5306026 大阪府大阪市北区天満橋1丁目8番30号OAPタワー26階 Osaka (JP).

(25)国際出願の言語:

日本語

(26)国際公開の言語:

日本語

(30)優先権データ:

特願2003-181695 2003年6月25日(25.06.2003) JP  
特願2003-410593 2003年12月9日(09.12.2003) JP

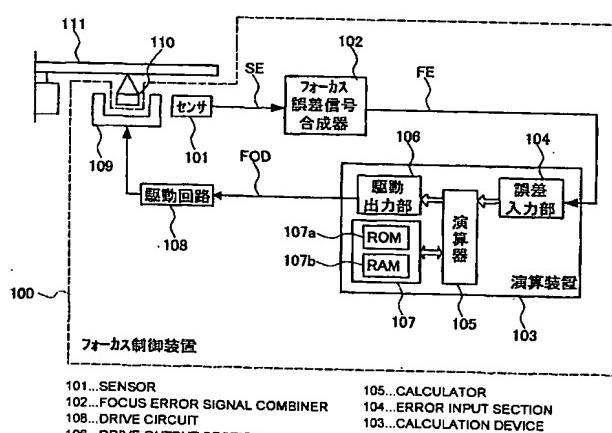
(71)出願人(米国を除く全ての指定国について): 松下電器産業株式会社 (MATSUSHITA ELECTRIC INDUSTRIAL CO., LTD.) [JP/JP]; 〒5718501 大阪府門真市大字門真1006番地 Osaka (JP).

(81)指定国(表示のない限り、全ての種類の国内保護が可能): AE, AG, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MZ, NA, NI, NO, NZ, OM, PG, PH, PL, PT, RO, RU, SC, SD, SE,

[続葉有]

(54)Title: FOCUS CONTROL DEVICE AND TRACKING CONTROL DEVICE

(54)発明の名称: フォーカス制御装置およびトラッキング制御装置



101...SENSOR 102...FOCUS ERROR SIGNAL COMBINER 104...ERROR INPUT SECTION  
108...DRIVE CIRCUIT 106...DRIVE OUTPUT SECTION 103...CALCULATION DEVICE  
109...DRIVE OUTPUT SECTION 107a...ROM 105...CALCULATOR  
107b...RAM 103...CALCULATION DEVICE 100...FOCUS CONTROL DEVICE

(57) Abstract: There is provided a focus control device including: sensor means (101); error signal combining means (102); calculation means (103) having an error input section (104), an external turbulence addition section for adding a first external turbulence value group to a focus error value group generated by the error input section and outputting it, a phase compensation section for generating a drive value group by subjecting the output of the external addition section at least to a phase compensation calculation and amplification calculation in accordance with the amplification calculation gain so as to generate a drive value group, a drive output section (106) for generating a drive signal according to the drive value group, a response detection section for detecting a detection complex amplitude value according to the focus error value group, a second external turbulence value group, and a third external turbulence value group, and a gain modification section for modifying the amplification calculation gain; drive means (108); and a focus actuator (109). The amplification calculation gain of the gain modification section is modified according to the detection complex amplitude value, a predetermined complex amplitude value, and a correction complex value so that the phase of the correction complex value is substantially identical to the phase of the first external turbulence group.

(57)要約: センサ手段(101)と、誤差信号合成手段(102)と、誤差入力部(104)、誤差入力部で生成されたフォーカス誤差値群に第1の外乱値群を加えて出力する外乱加算部、外乱加算部の出力に少なくとも位相補償演算と增幅演算利得に応じた増幅演算を行って駆動値群を生成する位相補償部、駆動値群に基づいて駆動信号を生成する駆動出力部(106)、フォーカス誤差値群と第2の外乱

[続葉有]

WO 2004/114283 A2



SG, SK, SL, SY, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, YU, ZA, ZM, ZW.

BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG.

- (84) 指定国(表示のない限り、全ての種類の広域保護が可能): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LS, MW, MZ, NA, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), ユーラシア (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), ヨーロッパ (AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HU, IE, IT, LU, MC, NL, PL, PT, RO, SE, SI, SK, TR), OAPI (BF,

添付公開書類:

- 國際調査報告書なし; 報告書を受け取り次第公開される。

2文字コード及び他の略語については、定期発行される各PCTガゼットの巻頭に掲載されている「コードと略語のガイダンスノート」を参照。

---

値群と第2の外乱値群と第3の外乱値群とに基づいて検出複素振幅値を検出する応答検出部及び増幅演算利得を変更する利得変更部を有する演算手段(103)と、駆動手段(108)と、フォーカスアクチュエータ(109)とを含むフォーカス制御装置において、利得変更部の増幅演算利得を検出複素振幅値と所定の複素振幅値と補正複素値とに基づいて変更し、補正複素値の位相を、第1の外乱値群の位相と実質的に同一とする。

## 明細書

### フォーカス制御装置およびトラッキング制御装置

#### 技術分野

本発明は、半導体レーザ等のレーザ光を用いて光ディスクに情報の記録や再生を行う光ディスク装置に用いるフォーカス制御装置およびトラッキング制御装置に関する。

#### 背景技術

一般に、光ディスク装置に用いられるフォーカス制御装置およびトラッキング制御装置は、光ディスク上に情報を記録または再生するために重要な装置である。このようなフォーカス制御装置では、光ディスクが変動し、または光ディスク装置が振動しても正確な記録再生ができるように、光ディスクの記録面と出射光の焦点との間のずれを、例えば±0.5マイクロメートル ( $\mu\text{m}$ ) 以内という高精度に制御しなければならない。このためには、フォーカス制御装置のループゲイン特性を常に所望の特性に合わせておく必要がある。そしてトラッキング制御装置では、光ディスク上のトラックに偏芯等が存在しても正確な記録や再生ができるように、光ディスク上のトラックと光スポットとのずれを、例えば±0.1マイクロメートル ( $\mu\text{m}$ ) 以内という高精度に制御しなければならない。このためには、トラッキング制御装置のループゲイン特性を常に所望の特性に合わせておく必要がある。

しかしながら、フォーカス誤差信号およびトラッキング誤差信号の検出感度やフォーカスアクチュエータおよびトラッキングアクチュエータの感度のばらつき、さらに温度変化、経時変化によって、所望のループ

ゲイン特性を保つことが困難であるという課題があった。

このような課題に対して、光ビームの微小スポットと制御目標位置との間のズレを検出する制御誤差信号検出手段と、光ビームの微小スポットを制御目標位置に移動して保持するサーボ手段と、サーボループに外乱信号を加える外乱信号発生手段と、サーボループ内に加えた外乱信号に応答した信号の複素振幅を検出する手段と、複素振幅検出手段の出力に基づいて、予め記憶しておいたサーボループに加えた外乱信号の複素振幅値からのサーボループの位相・ゲイン特性を検出する演算手段と、演算手段からの出力に応じてサーボループの位相・ゲイン特性を変化させる調整手段とを備えた光学式記録再生装置によって、ループゲイン特性を調整する技術が開示されている（例えば、日本国特開平4-49530号公報参照）。この技術では、サーボループに加えた外乱信号に応答した信号の複素振幅を検出し、その複素振幅と予め記憶しておいたサーボループに加えた外乱信号の複素振幅値とにより、サーボループの位相・ゲイン特性を変化させ、サーボループの位相・ゲイン特性を所望の特性に調整する。この技術を適用すれば、少ない回路構成によってサーボループのゲイン・位相特性を高速高精度に測定することができ、さらにサーボループのゲイン・位相特性を調整してサーボループの特性を所定の値にすることができるため、安定なサーボ特性を達成することができる。

しかしながら、上記の技術では、予め記憶している所定の複素振幅値の値（ここで、値とは所定の複素振幅値の位相及び振幅を意味する）に依って、フォーカス制御装置およびトラッキング制御装置のサーボループ特性の調整に誤差が生じることが分かった。特に、周期関数（正弦関数）の1周期を時間的にN等分して保存された外乱値群を順次加算するように外乱信号発生手段を構成した場合には、分割数Nの値が小さくな

るほど調整誤差が大きくなることが分かった。また、光ディスクの高密度化や高耐振化の為にサーボループ特性の広帯域化が必要な場合には、周期関数の周波数が上がり、外乱信号発生手段の外乱値群の加算周波数が同じとすると、実質的に分割数Nが小さくなる。さらに、省電力化の  
5 為に演算手段の動作速度が遅くなった場合にも、この分割数Nを小さくしなければならない。その結果、調整誤差は大きくなる。このように、今後、光ディスクの高密度化や高耐振化、機器の省電力化が促進されれば、フォーカス制御装置およびトラッキング制御装置におけるサーボループ特性の調整誤差が大きくなるという問題がある。

10

#### 発明の開示

本発明は、精度良くフォーカスサーボ系の利得やトラッキングサーボ系の利得を調整することができ、所望のループゲイン特性に精度良く調整することができるフォーカス制御装置およびトラッキング制御装置を  
15 提供することを目的とする。

本発明に係るフォーカス制御装置は、光ディスクからの反射光を受光し、複数個のセンサ信号を出力するセンサ手段と、複数個のセンサ信号を演算合成してフォーカス誤差信号を生成する誤差信号合成手段と、フォーカス誤差信号に基づいてフォーカス誤差値群を生成する誤差入力部  
20 、誤差入力部で生成されたフォーカス誤差値群に周期性を有する第1の外乱値群を加えて出力する外乱加算部、外乱加算部の出力に少なくとも位相補償演算と増幅演算利得に応じた増幅演算とを行って駆動値群を生成する位相補償部、駆動値群に基づいて駆動信号を生成する駆動出力部  
、誤差入力部で生成されたフォーカス誤差値群と、第1の外乱値群と同一の周期性を有する第2の外乱値群と、第2の外乱値群と同一の周期性を有し、第2の外乱値群と位相の異なる第3の外乱値群とに基づいて検  
25

出複素振幅値を検出する応答検出部、及び、増幅演算利得を変更する利得変更部を有する演算手段と、駆動信号に略比例した駆動電流を出力する駆動手段と、駆動電流に応じて対物レンズを駆動するフォーカスアクチュエータとを含むフォーカス制御装置であって、利得変更部が、検出複素振幅値と所定の複素振幅値と所定の複素振幅値を補正する補正複素値とに基づいて増幅演算利得を変更し、補正複素値の位相が、外乱加算部における第1の外乱値群の位相と実質的に同一であることを特徴とする。なお、この構成のフォーカス制御装置を、以下においては、第1のフォーカス制御装置とも称する。

また、本発明に係るフォーカス制御装置は、光ディスクからの反射光を受光し、複数個のセンサ信号を出力するセンサ手段と、複数個のセンサ信号を演算合成してフォーカス誤差信号を生成する誤差信号合成手段と、フォーカス誤差信号に基づいてフォーカス誤差値群を生成する誤差入力部、誤差入力部で生成されたフォーカス誤差値群に周期性を有する第1の外乱値群を加えて出力する外乱加算部、外乱加算部の出力に少なくとも位相補償演算と増幅演算利得に応じた増幅演算とを行って駆動値群を生成する位相補償部、駆動値群に基づいて駆動信号を生成する駆動出力部、誤差入力部で生成されたフォーカス誤差値群と、第1の外乱値群と同一の周期性を有する第2の外乱値群と、第2の外乱値群と同一の周期性を有し、第2の外乱値群と位相の異なる第3の外乱値群とに基づいて検出複素振幅値を検出する応答検出部、及び、検出複素振幅値と所定の複素振幅値とに基づいて増幅演算利得を変更する利得変更部を有する演算手段と、駆動信号に略比例した駆動電流を出力する駆動手段と、駆動電流に応じて対物レンズを駆動するフォーカスアクチュエータとを含むフォーカス制御装置であって、利得変更部が、検出複素振幅値と所定の複素振幅値と検出複素振幅値を補正する補正複素値とに基づいて増

幅演算利得を変更し、補正複素値の位相が、外乱加算部における第1の外乱値群の逆位相と実質的に同一であることを特徴とする。なお、この構成のフォーカス制御装置を、以下においては、第2のフォーカス制御装置とも称する。

- 5 本発明に係るトラッキング制御装置は、光ディスクからの反射光を受光し、複数個のセンサ信号を出力するセンサ手段と、複数個のセンサ信号を演算合成してトラッキング誤差信号を生成する誤差信号合成手段と、トラッキング誤差信号に基づいてトラッキング誤差値群を生成する誤差入力部、誤差入力部で生成されたトラッキング誤差値群に周期性を有する第1の外乱値群を加えて出力する外乱加算部、外乱加算部の出力に少なくとも位相補償演算と增幅演算利得に応じた增幅演算とを行って駆動値群を生成する位相補償部、駆動値群に基づいて駆動信号を生成する駆動出力部、誤差入力部で生成されたトラッキング誤差値群と、第1の外乱値群と同一の周期性を有する第2の外乱値群と、第2の外乱値群と同一の周期性を有し、第2の外乱値群と位相の異なる第3の外乱値群に基づいて検出複素振幅値を検出する応答検出部、及び、増幅演算利得を変更する利得変更部を有する演算手段と、駆動信号に略比例した駆動電流を出力する駆動手段と、駆動電流に応じて対物レンズを駆動するトラッキングアクチュエータとを含むトラッキング制御装置であって、利得変更部が、検出複素振幅値と所定の複素振幅値と所定の複素振幅値を補正する補正複素値に基づいて増幅演算利得を変更し、補正複素値の位相が、外乱加算部における第1の外乱値群の位相と実質的に同一であることを特徴とする。なお、この構成のトラッキング制御装置を、以下においては、第1のトラッキング制御装置とも称する。
- 10 15 20 25 また、本発明に係るトラッキング制御装置は、光ディスクからの反射光を受光し、複数個のセンサ信号を出力するセンサ手段と、複数個のセ

ンサ信号を演算合成してトラッキング誤差信号を生成する誤差信号合成手段と、トラッキング誤差信号に基づいてトラッキング誤差値群を生成する誤差入力部、誤差入力部で生成されたトラッキング誤差値群に周期性を有する第1の外乱値群を加えて出力する外乱加算部、外乱加算部の  
5 出力に少なくとも位相補償演算と增幅演算利得に応じた増幅演算を行って駆動値群を生成する位相補償部、駆動値群に基づいて駆動信号を生成する駆動出力部、誤差入力部で生成されたトラッキング誤差値群と、第1の外乱値群と同一の周期性を有する第2の外乱値群と、第2の外乱  
10 値群と同一の周期性を有し、第2の外乱値群と位相の異なる第3の外乱値群とに基づいて検出複素振幅値を検出する応答検出部、及び、増幅演算利得を変更する利得変更部を有する演算手段と、駆動信号に略比例した駆動電流を出力する駆動手段と、駆動電流に応じて対物レンズを駆動するトラッキングアクチュエータとを含むトラッキング制御装置であつて、利得変更部が、検出複素振幅値と所定の複素振幅値と検出複素振幅  
15 値を補正する補正複素値に基づいて増幅演算利得を変更し、補正複素値の位相が、外乱加算部における第1の外乱値群の逆位相と実質的に同一であることを特徴とする。なお、この構成のフォーカス制御装置を、以下においては、第2のトラッキング制御装置とも称する。

## 20 図面の簡単な説明

図1は、本実施の形態に係るフォーカス制御装置の構成を示すブロック図である。

図2は、本実施の形態に係るフォーカス制御装置に設けられた演算器の構成を示すブロック図である。

25 図3は、本実施の形態に係るフォーカス制御装置の動作を示すフローチャートである。

図 4 は、本実施の形態に係るフォーカス制御装置の演算器に設けられた利得変更器の動作を説明するためのフォーカスサーボ系のブロック線図である。

図 5 は、本実施の形態に係るフォーカス制御装置の演算器に設けられた利得変更器の動作を説明するためのグラフである。  
5

図 6 は、本実施の形態に係るトラッキング制御装置の構成を示すブロック図である。

図 7 は、本実施の形態に係るトラッキング制御装置に設けられた演算器の構成を示すブロック図である。

10 図 8 は、本実施の形態に係るトラッキング制御装置の動作を示すフローチャートである。

図 9 は、本実施の形態に係るトラッキング制御装置の演算器に設けられた利得変更器の動作を説明するためのトラッキングサーボ系のブロック線図である。

15 図 10 は、本実施の形態に係るトラッキング制御装置の演算器に設けられた利得変更器の動作を説明するためのグラフである。

#### 発明を実施するための最良の形態

本発明に係るフォーカス制御装置は、上述のように、光センサ手段と  
20 誤差信号合成手段と、演算手段と、駆動手段と、フォーカスアクチュエータとを含む。演算手段は、誤差入力部と、外乱加算部と、位相補償部と、駆動出力部と、応答検出部と、利得変更部とを更に有している。なお、演算手段の利得変更部以外については、公知のいかなる構成であつてもよい。

25 誤差入力部は、光センサ手段及び誤差信号合成手段により生成されたフォーカス誤差信号に基づいてフォーカス誤差値群を生成する。フォー

カス誤差値群は、例えば、フォーカス誤差信号に対して所定の時間間隔でサンプリング処理することによって生成することができる。サンプリング処理は、通常、一定の時間間隔で行われる。

外乱加算部は、誤差入力部で生成されたフォーカス誤差値群に周期性を有する第1の外乱値群を加えて出力する。周期性を有する第1の外乱値群は、所定の周期関数に対して所定の時間間隔でサンプリング処理することによって生成される階段状の関数の値を表す数値群と概念的に同一である。なお、以下において、上記の周期関数を外乱生成関数と略記する。フォーカス誤差値群と第1の外乱値群を加えるとは、時間的に同期したフォーカス誤差値群を構成するフォーカス誤差値と第1の外乱値群を構成する外乱値とを1つずつ順次に加算して外乱加算誤差値群を生成することを意味する。

位相補償部は、外乱加算部の出力に少なくとも位相補償演算と增幅演算利得に応じた增幅演算とを行って駆動値群を生成する。詳しくは、1つのフォーカス誤差値に対して1つの駆動値が順次に生成される。なお、增幅演算利得は、応答検出部及び利得変更部によって決定される。

駆動出力部は、位相補償部で生成された駆動値群に基づいて駆動信号を生成し、駆動信号を駆動手段に出力する。

応答検出部は、誤差入力部で生成されたフォーカス誤差値群と、第1の外乱値群と同一の周期性を有する第2の外乱値群と、第2の外乱値群と同一の周期性を有し、第2の外乱値群と位相の異なる第3の外乱値群とに基づいて検出複素振幅値を検出する。周期性を有する第2の外乱値群及び周期性を有する第3の外乱値群は、上記の第1の外乱値群の場合と同様に定義される。第1の外乱値群と同一の周期性を有するとは、第1の外乱値群の周期と同一であることを意味する。なお、第2の外乱値群や第3の外乱値群と第1の外乱値群とで、振幅や位相は異なっていて

もよい。

ここで、第1～第3の外乱値群の振幅と位相とについて説明する。第1～第3の外乱値群等の外乱値群の振幅は、外乱生成関数の振幅と、外乱生成関数にサンプリング処理及び0次ホールド処理を行う伝達関数より求まる。第1～第3の外乱値群等の外乱値群の位相は、外乱生成関数の位相と、外乱生成関数にサンプリング処理及び0次ホールド処理を行う伝達関数より求まる。本明細書では、第1～第3の外乱値群の位相とは、第1の外乱値群に対する外乱生成関数の位相を基準（位相が零）とする位相差を意味し、外乱生成関数より位相が進む場合を正にとり、位相が遅れる場合を負にとる。外乱値群の振幅及び位相は、それぞれ、外乱生成関数の振幅及び位相と異なることに注意を要する。また、サンプリングの時間間隔が長いほど（分割数が小さいほど）、外乱生成関数と伝達関数との振幅差や位相差は大きくなる。

利得変更部は、検出複素振幅値と所定の複素振幅値と補正複素値に基づいて增幅演算利得を変更する。第1のフォーカス制御装置では、補正複素値として第1の外乱値群の位相と実質的に同一の位相である複素値を用いて所定の複素振幅値を補正する。これにより、外乱生成関数と第1の外乱値群との位相の相違を補正でき、位相補償部で参照される増幅演算利得を従来よりも高精度で調整することができる。特に、分割数が小さければ、外乱生成関数と第1の外乱値群との位相差が大きくなるために、その効果は更に大きくなる。なお、第1のフォーカス制御装置における所定の複素振幅値は、従来のフォーカス制御装置で用いられていた値と同一とすることができる。

本明細書において、検出複素振幅値、所定の複素振幅値及び補正複素値等の複素値の位相とは、複素平面上における正の実軸と、原点と複素値に対応する点とを結ぶ直線とのなす角を意味する。正の実軸から正の

虚軸方向への回転角度を正とし、正の実軸から負の虚軸方向への回転角度を負とする。また、本明細書において、第1の外乱値群の位相と実質的に同一とは、補正複素値を意図的には第1の外乱値群の位相と異ならせないことを意味し、計算誤差や作製誤差等によって厳密に一致しない場合を含意する。

また、第2のフォーカス制御装置における利得変更部は、補正複素値として、第1の外乱値群の位相と実質的に逆位相である複素値を用いて検出複素振幅値を補正する。なお、逆位相とは、正負が逆の位相を意味する。つまり、第1のフォーカス制御装置における補正複素値と第2のフォーカス制御装置における補正複素値とは、共役な複素数である。これにより、外乱生成関数と第1の外乱値群との位相の相違を補正でき、位相補償部で参照される增幅演算利得を従来よりも高精度で調整することができる。なお、第2のフォーカス制御装置における所定の複素振幅値は、従来のフォーカス制御装置で用いられていた値と同一とすることができる。特に、分割数が小さければ、外乱生成関数と第1の外乱値群との位相差が大きくなるために、その効果は更に大きくなる。

ここで、従来よりもフォーカスサーボ系の利得や增幅演算利得を高精度で調整できることについて簡単に説明する。通常、增幅演算利得の初期設定値は、設定どおりに光ディスクが配置され、かつ第1～第3の外乱値群の位相として外乱生成関数（アナログ信号）の位相を仮定した場合に最適化されるように決定されている。フォーカスサーボ系の利得はその系の一巡伝達関数の利得に相当する。また、フォーカスサーボ系の一巡伝達関数の利得の変化に応じて、応答検出部で検出される検出複素振幅値が変化する。

したがって、第1及び第2のフォーカス制御装置では、第1の外乱値群に対応する外乱生成関数と第1の外乱値群との位相差（補正複素数の

位相) を考慮することによって、フォーカスサーボ系の利得を高精度で調整できる。更に、フォーカスサーボ系の利得を高精度で調整できることによって、位相補償部で参照する増幅演算利得を高精度で調整できる。なお、従来のフォーカス制御装置では、第1の外乱値群に対応する外乱生成関数と第1の外乱値群(伝達関数)との位相差は考慮されていない。

本発明に係る第1のフォーカス制御装置では、検出複素振幅値を $\alpha$ 、所定の複素振幅値を $\beta$ 、補正複素値を $\gamma$ としたとき、利得変更部は、 $| \alpha / (\alpha + \beta \times \gamma) |$ の値に基づいて増幅演算利得を変更することが好み。この値に従えば、フォーカスサーボ系の一巡伝達関数の利得を正確に調整できるからである。なお、最終的な値が $| \alpha / (\alpha + \beta \times \gamma) |$ と同一であれば、所定の複素振幅値と補正振幅値とが乗算される限りにおいて、どのような方法で演算を行ってもよい。

本発明に係る第1のフォーカス制御装置では、第1の外乱値群の1周期を構成する数値群は、時間的に実質的に均等に分割されたN個の外乱値からなり、補正複素数値の位相が、実質的に $-2\pi/N/2$ であり、所定の複素振幅値の位相が、実質的に0であることが好み。第1の外乱値群に対応する外乱生成関数と第1の外乱値群との位相差が $-2\pi/N/2$ となるからである。第1の外乱値群の1周期を構成する数値群が、N個の外乱値からなるとは、分割数がNであることと同義である。なお、本明細書において、実質的に $-2\pi/N/2$ であるとは、所定の複素振幅値を意図的には $-2\pi/N/2$ と異ならせないことを意味し、計算誤差や作製誤差等によって厳密に一致しない場合を含意する。以下において、位相が実質的に所定の数値であるという場合、上記と同様の意味とする。

本発明に係る第1のフォーカス制御装置では、補正複素値の位相が、

実質的に $-2\pi/N/2$ であり、第1の外乱値群の周波数を $f_m$ とし、  
5 フォーカス誤差信号から駆動信号を生成する演算手段における処理時間を $T_d$ としたとき、所定の複素振幅値の位相が $-2\pi \times f_m \times T_d$ であることが好ましい。演算処理手段における処理時間に基づく位相のはずれ  
は $-2\pi \times f_m \times T_d$ であるために、演算手段における処理時間に依存するフォーカスサーボ系の利得の変化を抑制できるからである。

本発明に係る第2のフォーカス制御装置では、検出複素振幅値を $\alpha$ 、  
所定の複素振幅値を $\beta$ 、補正複素値を $\gamma$ としたとき、利得変更部は、 $|$   
10  $\alpha \times \gamma / (\alpha \times \gamma + \beta)$  $|$ の値に基づいて増幅演算利得を変更することが好ましい。この値に従えば、フォーカスサーボ系の一巡伝達関数の利得を正確に調整できるからである。なお、最終的な値が $|\alpha \times \gamma / (\alpha \times \gamma + \beta)|$ と同一であれば、検出複素振幅値と補正振幅値とが乗算される限りにおいて、どのような方法で演算を行ってもよい。

本発明に係る第2のフォーカス制御装置では、第1の外乱値群の1周期を構成する数値群は、時間的に実質的に均等に分割されたN個の外乱値からなり、補正複素値の位相が、実質的に $2\pi/N/2$ であり、所定の複素振幅値の位相が、実質的に0であることが好ましい。第1の外乱値群に対応する外乱生成関数と第1の外乱値群との位相差が $-2\pi/N/2$ となるからである。

20 本発明に係る第2のフォーカス制御装置では、補正複素値の位相が、  
実質的に $2\pi/N/2$ であり、第1の外乱値群の周波数を $f_m$ とし、  
フォーカス誤差信号から駆動信号を生成する演算手段における処理時間を $T_d$ としたとき、所定の複素振幅値の位相が、実質的に $2\pi \times f_m \times T_d$ であることが好ましい。演算手段における処理時間に依存するフォーカスサーボ系の利得の変化を抑制することができる。

本発明に係る第1及び第2のフォーカス制御装置では、第1の外乱値

群の 1 周期を構成する数値群は、時間的に実質的に均等に分割された N 個の外乱値からなり、N 個の外乱値を記憶する記憶部を更に有することが好ましい。外乱加算部では、第 1 の外乱値群は周期性を有するため、1 周期ごとに同一の値が外乱値として用いられる。したがって、記憶部を設けて N 個の外乱値を記憶させておけば、任意の外乱値を記憶部から抽出することができる。これにより、各外乱値を演算によって算出する場合に比べて、高速な処理が実現できる。本明細書において、実質的に均等に分割するとは、均等でない分割を意図的には行わないことを意味し、計算誤差や作製誤差等によって厳密に一致しない場合を含意する。

10 本発明に係る第 1 及び第 2 のフォーカス制御装置では、第 2 の外乱値群の位相が、第 1 の外乱値群の位相と実質的に同一であり、第 3 の外乱値群の位相が、第 2 の外乱値群の位相と実質的に  $\pi/2$  だけ異なることが好ましい。検出複素振幅値を正確に検出できるからである。本明細書において、実質的に  $\pi/2$  だけ異なるとは、意図的には  $\pi/2$  以外の位相差に設定しないことを意味し、計算誤差や作製誤差等によって厳密に一致しない場合を含意する。

本発明に係る第 1 及び第 2 のフォーカス制御装置では、応答検出部は第 1 の外乱値群の周期の整数倍の時間の間に入力された複数のフォーカス誤差値に基づいて検出複素振幅値を検出することが好ましい。検出複素振幅値の測定誤差を低減できるからである。特に、第 1 の外乱値群の 1 周期を構成する数値群の個数が少ない場合（分割数が小さい場合）には、その効果は大きくなる。

20 本発明に係る第 1 及び第 2 のフォーカス制御装置では、第 1 の外乱値群の 1 周期を構成する数値群は、時間的に実質的に均等に分割された 4 の整数倍の個数の外乱値からなることが好ましい。

本発明に係るトラッキング制御装置は、上述のように、光センサ手段

と、誤差信号合成手段と、演算手段と、駆動手段と、トラッキングアクチュエータとを含む。演算手段は、誤差入力部と、外乱加算部と、位相補償部と、駆動出力部と、応答検出部と、利得変更部とを更に有している。なお、演算手段の利得変更部以外については、公知のいかなる構成 5 であってもよい。

誤差入力部は、光センサ手段及び誤差信号合成手段により生成されたトラッキング誤差信号に基づいてトラッキング誤差値群を生成する。トラッキング誤差値群は、例えば、トラッキング誤差信号に対して所定の時間間隔でサンプリング処理し、かつサンプリング処理された値をサン 10 プリングの時間間隔にわたって0次ホールド処理することによって生成することができる。サンプリング処理は、通常、一定の時間間隔で行われる。

外乱加算部は、誤差入力部で生成されたトラッキング誤差値群に周期性を有する第1の外乱値群を加えて出力する。トラッキング誤差値群と 15 第1の外乱値群を加えるとは、時間的に同期したトラッキング誤差値群を構成するトラッキング誤差値と第1の外乱値群を構成する外乱値とを1つずつ順次に加算して外乱加算誤差値群を生成することを意味する。

位相補償部は、外乱加算部の出力に少なくとも位相補償演算と增幅演算利得に応じた增幅演算とを行って駆動値群を生成する。詳しくは、1 20 つのトラッキング誤差値に対して1つの駆動値が順次に生成される。なお、增幅演算利得は、応答検出部及び利得変更部によって決定される。

駆動出力部は、位相補償部で生成された駆動値群に基づいて駆動信号を生成し、駆動信号を駆動手段に出力する。

応答検出部は、誤差入力部で生成されたトラッキング誤差値群と、第 25 1の外乱値群と同一の周期性を有する第2の外乱値群と、第2の外乱値群と同一の周期性を有し、第2の外乱値群と位相の異なる第3の外乱値

群とに基づいて検出複素振幅値を検出する。

利得変更部は、検出複素振幅値と所定の複素振幅値と補正複素値に基づいて増幅演算利得を変更する。第1のトラッキング制御装置では、補正複素値として第1の外乱値群の位相と実質的に同一の位相である複素値を用いて所定の複素振幅値を補正する。これにより、外乱生成関数と第1の外乱値群との位相の相違を補正でき、位相補償部で参照される増幅演算利得を従来よりも高精度で調整することができる。特に、分割数が小さければ、外乱生成関数と第1の外乱値群との位相差が大きくなるために、その効果は更に大きくなる。なお、第1のトラッキング制御装置における所定の複素振幅値は、従来のトラッキング制御装置で用いられていた値と同一とすることができる。

また、第2のトラッキング制御装置における利得変更部は、補正複素値として、第1の外乱値群の位相と実質的に逆位相である複素値を用いて検出複素振幅値を補正する。なお、逆位相とは、正負が逆の位相を意味する。つまり、第1のトラッキング制御装置における補正複素値と第2のトラッキング制御装置における補正複素値とは、共役な複素数である。これにより、外乱生成関数と第1の外乱値群との位相の相違を補正でき、位相補償部で参照される増幅演算利得を従来よりも高精度で調整することができる。なお、第2のトラッキング制御装置における所定の複素振幅値は、従来のトラッキング制御装置で用いられていた値と同一とすることができる。特に、分割数が小さければ、外乱生成関数と第1の外乱値群との位相差が大きくなるために、その効果は更に大きくなる。

ここで、従来よりもトラッキングサポート系の利得や増幅演算利得を高精度で調整できることについて簡単に説明する。通常、増幅演算利得の初期設定値は、設定どおりに光ディスクが配置され、かつ第1～第3の

外乱値群の位相として外乱生成関数（アナログ信号）の位相を仮定した場合に最適化されるように決定されている。トラッキングサーボ系の利得はその系の一巡伝達関数の利得に応じて変化する。また、トラッキングサーボ系の一巡伝達関数の利得は、応答検出部で検出される検出複素振幅値及び第1の外乱生成関数と第1の外乱値群との位相差に応じて変化する。

したがって、第1及び第2のトラッキング制御装置では、第1の外乱値群に対応する外乱生成関数と第1の外乱値群との位相差（補正複素数の位相）を考慮することによって、トラッキングサーボ系の利得を高精度で調整できる。更に、トラッキングサーボ系の利得を高精度で調整できることによって、位相補償部で参照する增幅演算利得を高精度で調整できる。なお、従来のトラッキング制御装置では、第1の外乱値群に対応する外乱生成関数と第1の外乱値群との位相差は考慮されていない。

本発明に係る第1のトラッキング制御装置では、検出複素振幅値を $\alpha$ 、所定の複素振幅値を $\beta$ 、補正複素値を $\gamma$ としたとき、利得変更部は、 $|\alpha / (\alpha + \beta \times \gamma)|$ の値に基づいて増幅演算利得を変更することが好ましい。この値に従えば、トラッキングサーボ系の一巡伝達関数の利得を正確に調整できるからである。なお、最終的な値が $|\alpha / (\alpha + \beta \times \gamma)|$ と同一であれば、所定の複素振幅値と補正振幅値とが乗算される限りにおいて、どのような方法で演算を行ってもよい。

本発明に係る第1のトラッキング制御装置では、第1の外乱値群の1周期を構成する数値群は、時間的に実質的に均等に分割されたN個の外乱値からなり、補正複素数値の位相が、実質的に $-2\pi/N/2$ であり、所定の複素振幅値の位相が、実質的に0であることが好ましい。第1の外乱値群に対応する外乱生成関数と第1の外乱値群との位相差が $-2\pi/N/2$ となるからである。第1の外乱値群の1周期を構成する数値

群が、N個の外乱値からなるとは、分割数がNであることと同義である。なお、本明細書において、実質的に $-2\pi/N/2$ であるとは、所定の複素振幅値を意図的には $-2\pi/N/2$ と異ならせないことを意味し、計算誤差や作製誤差等によって厳密に一致しない場合を含意する。以下において、位相が実質的に所定の数値であるという場合、上記と同様の意味とする。

本発明に係る第1のトラッキング制御装置では、補正複素値の位相が、実質的に $-2\pi/N/2$ であり、第1の外乱値群の周波数をfmとし、トラッキング誤差信号から駆動信号を生成する演算手段における処理時間をTdとしたとき、所定の複素振幅値の位相が $-2\pi \times fm \times Td$ であることが好ましい。演算処理手段における処理時間に基づく位相のずれは $-2\pi \times fm \times Td$ であるために、演算手段における処理時間に依存するトラッキングサーボ系の利得の変化を抑制できるからである。

本発明に係る第2のトラッキング制御装置では、検出複素振幅値を $\alpha$ 、所定の複素振幅値を $\beta$ 、補正複素値を $\gamma$ としたとき、利得変更部は、 $|\alpha \times \gamma / (\alpha \times \gamma + \beta)|$ の値に基づいて増幅演算利得を変更することが好ましい。この値に従えば、トラッキングサーボ系の一巡伝達関数の利得を正確に調整できるからである。なお、最終的な値が $|\alpha \times \gamma / (\alpha \times \gamma + \beta)|$ と同一であれば、検出複素振幅値と補正振幅値とが乗算される限りにおいて、どのような方法で演算を行ってもよい。

本発明に係る第2のトラッキング制御装置では、第1の外乱値群の1周期を構成する数値群は、時間的に実質的に均等に分割されたN個の外乱値からなり、補正複素値の位相が、実質的に $2\pi/N/2$ であり、所定の複素振幅値の位相が、実質的に0であることが好ましい。第1の外乱値群に対応する外乱生成関数と第1の外乱値群との位相差が $-2\pi/N/2$ となるからである。

本発明に係る第2のトラッキング制御装置では、補正複素値の位相が、実質的に $2\pi/N/2$ であり、第1の外乱値群の周波数を $f_m$ とし、トラッキング誤差信号から駆動信号を生成する演算手段における処理時間を $T_d$ としたとき、所定の複素振幅値の位相が、実質的に $2\pi \times f_m \times T_d$ であることが好ましい。演算手段における処理時間に依存するトラッキングサーボ系の利得の変化を抑制することができる。  
5

本発明に係る第1及び第2のトラッキング制御装置では、第1の外乱値群の1周期を構成する数値群は、時間的に実質的に均等に分割されたN個の外乱値からなり、N個の外乱値を記憶する記憶部を更に有することが好ましい。外乱加算部では、第1の外乱値群は周期性を有するため、1周期ごとに同一の値が外乱値として用いられる。したがって、記憶部を設けてN個の外乱値を記憶させておけば、任意の外乱値を記憶部から抽出することができる。これにより、各外乱値を演算によって算出する場合に比べて、高速な処理が実現できる。本明細書において、実質的に均等に分割するとは、均等でない分割を意図的には行わないことを意味し、計算誤差や作製誤差等によって厳密に一致しない場合を含意する。  
10  
15

本発明に係る第1及び第2のトラッキング制御装置では、第2の外乱値群の位相が、第1の外乱値群の位相と実質的に同一であり、第3の外乱値群の位相が、第2の外乱値群の位相と実質的に $\pi/2$ だけ異なることが好ましい。検出複素振幅値を正確に検出できるからである。本明細書において、実質的に $\pi/2$ だけ異なるとは、意図的には $\pi/2$ 以外の位相差に設定しないことを意味し、計算誤差や作製誤差等によって厳密に一致しない場合を含意する。  
20  
25

本発明に係る第1及び第2のトラッキング制御装置では、応答検出部は、第1の外乱値群の周期の整数倍の時間の間に入力された複数のトラ

ッキング誤差値に基づいて検出複素振幅値を検出することが好ましい。検出複素振幅値の測定誤差を低減できるからである。特に、第1の外乱値群の1周期を構成する数値群の個数が少ない場合（分割数が小さい場合）には、その効果は大きくなる。

5 本発明に係る第1及び第2のトラッキング制御装置では、第1の外乱値群の1周期を構成する数値群は、時間的に実質的に均等に分割された4の整数倍の個数の外乱値からなることが好ましい。

以下、図面を参照して本発明の実施の形態を説明する。

（実施の形態1）

10 図1は、実施の形態1に係るフォーカス制御装置100の構成を示すブロック図である。フォーカス制御装置100は、センサ（センサ手段）101を備えている。センサ101は、光ディスク111からの反射光を受光し、複数個のセンサ信号SEを誤差信号合成器（誤差信号合成手段）102へ出力する。誤差信号合成器102は、複数個のセンサ信号SEを演算合成したフォーカス誤差信号FEを演算装置（演算手段）103へ供給する。

15 演算装置103は、誤差入力部104と演算器105と駆動出力部106とメモリ107とを有している。メモリ107には、ROM107aとRAM107bとが設けられている。

20 誤差入力部104は、誤差信号合成器102によって合成されたフォーカス誤差信号FEに基づいてフォーカス誤差値を順次に生成して演算器105へ供給する。順次に生成された複数のフォーカス誤差値がフォーカス誤差値群である。

25 図2は、演算器105の構成を示すブロック図である。演算器105は、外乱加算器（外乱加算部）1を有している。外乱加算器1は、誤差入力部104によって生成されたフォーカス誤差値に外乱値を加えて出

力する。演算器 105 には、位相補償器（位相補償部）2 が設けられている。位相補償器 2 は、外乱加算器 1 の出力値に少なくとも位相補償演算と増幅演算を行い駆動値を出力する。演算器 105 は、応答検出器（応答検出部）3 を有している。応答検出器 3 は、誤差入力部 104 によって生成されたフォーカス誤差値に基づいて外乱値に応答した検出複素振幅値を検出する。演算器 105 には、利得変更器（利得変更部）4 が設けられている。利得変更器 4 は、応答検出器 3 によって検出された検出複素振幅値と所定の複素振幅値と所定の複素振幅値を補正する補正複素値とに応じて位相補償器 2 の増幅演算利得を変更する。

10 駆動出力部 106 は、位相補償器 2 から出力された駆動値に基づいて駆動信号を駆動回路（駆動手段）108 へ出力する。駆動回路 108 は、駆動信号に略比例した駆動電流をフォーカスアクチュエータ 109 へ出力する。フォーカスアクチュエータ 109 は、駆動電流に応じて対物レンズ 110 を駆動する。

15 このように構成されたフォーカス制御装置 100 の動作を説明する。センサ 101 が光ディスク 111 からの反射光を電気信号に変換して複数個のセンサ信号 S E を出力すると、誤差信号合成器 102 は、複数個のセンサ信号 S E の入力に応じてフォーカス誤差信号 F E を出力する。

20 誤差信号合成器 102 では、例えば、複数個のセンサ信号 S E をそれぞれセンサ信号 A、センサ信号 B、センサ信号 C およびセンサ信号 D とすると、センサ信号 A、B、C および D を用いて、 $(A + B) - K_E \times (C + D)$  の演算を行った信号をフォーカス誤差信号 F E として出力している。ここで、K E は所定の実数値である。

25 演算装置 103 は、誤差信号合成器 102 からのフォーカス誤差信号 F E を入力し、メモリ 107 に内蔵された後述するプログラムによって

計算処理することにより、駆動信号 FOD を出力する。演算装置 103 が 出力する駆動信号 FOD は 駆動回路 108 に入力される。そして、駆動回路（駆動手段）108 では、電力増幅を行いフォーカスアクチュエータ 109 に電力を供給して、対物レンズ 110 を駆動する。

5 このように、センサ 101 と誤差信号合成器 102 と演算装置 103 と フォーカスアクチュエータ 109 と駆動回路 108 とによってフォーカス制御装置が構成されている。

図 1 に示す演算装置 103 に設けられたメモリ 107 は、所定のプログラムと定数とが格納されたロム領域 107a (ROM: リードオンリーメモリ) と随時必要な変数値を格納するラム領域 107b (RAM: ランダムアクセスメモリ) とに別れている。演算器 105 は、ロム領域 107a 内のプログラムに従って所定の動作や演算を行っている。図 3 にそのプログラムの具体的な一例を示す。以下に、その動作を詳細に説明する。

15 まず処理 201 では、後述する処理に必要な変数値の初期設定を行う。具体的には、まず参照値テーブルポインタ SC を初期化する ( $SC \leftarrow 0$ )。ここで、参照値テーブルポインタ SC の値は正の整数であり、0 から  $N - 1$  までの値をとる。 $N$  は 1 周期の外乱値群に含まれる外乱値の個数、つまり、1 周期の外乱値群の分割数である。なお、本実施の形態 1 では、分割数  $N$  は、4 の倍数の正の整数である（一実施例としては、 $N$  を 20 とする）。

次に、フォーカスゲイン調整完了フラッグ GC を初期化する ( $GC \leftarrow 0$ )。ここでフォーカスゲイン調整完了フラッグ GC は、0 または 1 の値をとり、0 の時は、フォーカスゲイン調整が完了していないことを意味し、1 の時は、フォーカスゲイン調整が完了していることを意味する。したがって、フォーカスゲイン調整完了フラッグ GC を初期化すること

により、フォーカスゲイン調整が完了していない設定にしている。

そして、正弦波の波数を計数する波数カウンタKCを初期化する（KC ← 0）。ここで、波数カウンタKCの値は正の整数であり、0からKまでの値をとる。Kは、測定波数であり、3以上の正の整数である（一実  
5 施例としては、Kを50とする）。さらに、後述する応答検出処理205において検出する検出複素振幅値（ $\alpha$ ）の実数部SUMRと検出複素振幅値の虚数部SUMIとを初期化する（SUMR ← 0, SUMI ← 0）  
。

さらに、処理201では、後述する位相補償処理214の動作の初期  
10 設定として変数FE\_Iの値を零に初期化する（FE\_I ← 0）。その後、処理202の動作を行う。

処理202では、フォーカス誤差値FEDの入力動作を行う。すなわち、演算装置103の誤差入力部104に入力された誤差信号合成器102からのフォーカス誤差信号FEをAD変換し、フォーカス誤差値F  
15 EDに直す。その後、処理203の動作を行う。

処理203では、フォーカスゲイン調整完了フラグGCの値に応じて、次に行う処理を選択している。具体的には、フォーカスゲイン調整完了フラグGCの値が1の場合には処理217の動作に移行し、フォーカスゲイン調整完了フラグGCの値が1でない場合には処理204  
20 の動作に移行する。この処理203により、フォーカスゲイン調整が完了すると、処理217の動作に移行し、後述する利得変更処理212の動作を最初の1回のみ行うように構成している。

処理204では、参照値テーブルポインタSCに分割数Nを4で割った値を加算し、その加算値の分割数Nを法とする値を計算し、余弦波テーブルポインタCCの値とする。すなわち、 $CC \leftarrow (SC + N / 4) \bmod N$ の演算を行う。ここで、 $A \bmod B$ は、AのBを法とする

値を表す。例えば、 $A = 24$ ,  $B = 20$ の場合、 $A \bmod B$ は4となる。すなわち、値Aを値Bで割った時の剰余を表す。このような演算を行うことにより、余弦波テーブルポインタCCの値は、0から $N - 1$ の範囲の数値となる。その後、処理205の動作を行う。

5 処理205では、参照値テーブルポインタSCに基づいてメモリ107のROM領域107aに格納されている参照値テーブルを参照し、参照値Q[SC]（第2の外乱値群を構成する外乱値）を得る。その参照値Q[SC]にフォーカス誤差値FEDを乗算し、その乗算値と検出複素振幅値の実数部SUMRを加算した値を新しい検出複素振幅値の実数部  
10 SUMRとする ( $SUMR \leftarrow SUMR + FED \times Q[SC]$ )。ここで、  
参照値テーブルポインタSCの時のQ[SC]を、(数式1)に示す。

(数式1)

$$Q[SC] = P \times \sin\left(\frac{2\pi}{N} \times SC\right)$$

15 (数式1)において、Pは参照値振幅、Nは分割数、πは円周率を表す。参照値振幅Pは正の実数である（一実施例では、100とする）。

さらに処理205では、余弦波テーブルポインタCCに基づいてメモリ107のROM領域107aに格納されている参照値テーブルを参照し、参照値Q[CC]（第3の外乱値群を構成する外乱値）を得る。その  
20 参照値Q[CC]にフォーカス誤差値FEDを乗算し、その乗算値と検出複素振幅値の虚数部SUMIを加算した値を新しい検出複素振幅値の虚数部SUMIとする ( $SUMI \leftarrow SUMI + FED \times Q[CC]$ )。

ここで、処理204の動作により、参照値テーブルポインタSCと余弦波テーブルポインタCCとの間の差を $N/4$ （ここで、Nは分割数）  
25 としている。これにより、参照値Q[SC]と参照値Q[CC]との値

の位相差が  $2\pi/4$  となる。したがって、実施の形態 1 では、分割数 N を 4 の倍数にすることにより、第 2 の外乱値群の位相と第 3 の外乱値群の位相との位相差を正確に  $2\pi/4$  としている。また、参照値 Q [SC] と参照値 Q [CC] とに共通の参照値テーブルを用いて、sin 関数 5 や cos 関数の計算に要する演算量を削減している。処理 205 の後、処理 206 の動作を行う。ここで、処理 205 は図 2 に示される応答検出器 3 に対応している。

処理 206 では、参照値テーブル poingta SC に基づいてメモリ 10 7 の ROM 領域 107a に格納されている正弦波の関数テーブルを参照 10 し、外乱値 F ADD (第 1 の外乱値群を構成する外乱値) とする (F ADD  $\leftarrow$  table [SC])。table [SC] を、(数式 2) に示す。  
(数式 2)

$$\text{table}[SC] = Ad \times \sin\left(\frac{2\pi}{N} \times SC\right)$$

(数式 2)において、Ad は外乱値振幅、N は分割数、π は円周率を表す。外乱値振幅 Ad は正の実数である (一実施例では、100 とする)。一実施例の場合、下記の (数式 3) に示すように、正弦波の関数テーブルと参照値テーブルとを兼用した数値テーブルを用いることができるため、メモリ領域を削減することができる。したがって、メモリ容量の観点からは、外乱値振幅 Ad と参照値振幅 P とは同じ値とすることが 20 好ましい。

(数式 3)

$$\text{table}[SC] = Ad \times \sin\left(\frac{2\pi}{N} \times SC\right) = P \times \sin\left(\frac{2\pi}{N} \times SC\right) = Q[SC]$$

処理 206 の動作の後、処理 207 の動作を行う。処理 207 では、フォーカス誤差値 FED に外乱値 F ADD を加算した値を、誤差信号 F

OEとする( $F_{OE} \leftarrow F_{ED} + F_{ADD}$ )。その後、処理208の動作を行う。ここで、処理207は、図2に示される外乱加算器(外乱加算部)1において行われる処理に相当する。

5 処理208では、参照値テーブルポインタSCの値に1を加算し、その値を新しい参照値テーブルポインタSCの値としている( $SC \leftarrow SC + 1$ )。このように処理することにより、参照値テーブルポインタSCは、1ずつ増加する値となる。その後、処理209の動作を行う。

10 処理209では、参照値テーブルポインタSCと分割数Nの値とに応じて、次に行う処理を選択している。すなわち、参照値テーブルポイン  
タSCと $N - 1$ との値が同じ場合は、処理210の動作へ移行する。参照値テーブルポインタSCと $N - 1$ の値が同じでない場合は、処理21  
1の動作へ移行する。

15 ここで、処理208と処理209との動作により、1ずつ増加する参照値テーブルポインタSCが $N - 1$ と等しくなるということは、処理2  
05と処理206とで用いた参照値テーブルの全体(第1の外乱値群、第2の外乱値群及び第3の外乱値群の1周期を構成するそれぞれN個の外乱値)を順次に参照したことに相当する。このことは、処理206において1周期分の第1の外乱値群が得られ、処理207において、順次に入力されるN個のフォーカス誤差値に、順次に参照されるN個(1周期分)の外乱値FADが加算されたことを意味する。

20 処理210では、参照値テーブルポインタSCの値を0にする( $SC \leftarrow 0$ )。すなわち、参照値テーブルポインタSCを初期化する。

25 さらに、処理210では、波数カウンタKCの値に1を加算した値を新しい波数カウンタKCの値としている( $KC \leftarrow KC + 1$ )。このように処理することにより、波数カウンタKCは、1ずつ増加する値となる。その後、処理211の動作を行う。処理210の動作により、N個のフ

オーカス誤差値にN個の外乱値F A D Dが加算される毎に、波数カウンタKCが1だけ増加する。

処理211では、波数カウンタKCと測定波数Kとの値に応じて、次に行う処理を選択している。すなわち、波数カウンタKCと測定波数Kとの値が同じ場合は、処理212の動作へ移行する。波数カウンタKCと測定波数Kとの値が同じでない場合は、処理214の動作へ移行する。

10 処理212では、図2に示される利得変更器4（利得変更部）の動作を行う。すなわち、利得変更演算を行うことによって、フォーカスゲイン調整を行う。以下、利得変更器4の具体的な動作を説明する。

まず、利得変更器4における所定の複素振幅値（ $\beta$ ）を補正複素数値（ $\gamma$ ）で補正した補正複素振幅値RUは、あらかじめ計算されており、下記に示す（数式4）としている。

（数式4）

$$15 \quad RU = Re(RU) + j \cdot Im(RU) = \frac{K \cdot N \cdot P}{2} \cdot Ad \cdot \cos(d1) + j \cdot \left\{ -\frac{K \cdot N \cdot P}{2} \cdot Ad \cdot \sin(d1) \right\} \\ = \frac{K \cdot N \cdot P}{2} \cdot Ad \cdot \{\cos(-d1) + j \cdot \sin(-d1)\}$$

（数式4）において、Re（RU）は、補正複素振幅値RUの実数部を表し、Im（RU）は補正複素振幅値RUの虚数部を表す。Kは測定波数、Nは1周期の外乱値群の分割数（外乱値）、Pは参照値振幅、Adは外乱値の振幅であり、また、jは虚数を表し、下記に示す（数式5）で定義される。

（数式5）

$$j = \sqrt{-1}$$

補正複素振幅値RUの位相-d1は、下記に示す（数式6）としている。ここで、 $K \times N \times P \times Ad / 2$ （位相が零である正の実数）が所定

の複素振幅値であり、 $\cos(-d1) + j \sin(-d1)$  が補正複素値（位相が $-d1$ ）である。

（数式 6）において、 $\pi$ は円周率を表す。すべての定数は、応答検出器 3 の動作前に既知であるため、補正複素振幅値  $R_U$  をあらかじめ計算 5 することができる。

（数式 6）

$$-d1 = -\frac{2\pi}{2 \cdot N}$$

次に、利得変更器 4 では、補正複素振幅値  $R_U$  と、応答検出器 3 によって検出した検出複素振幅値 ( $SUMR + j \cdot SUMI$ ) を用いて、後 10 述する位相補償器 2 の增幅演算利得  $k_g$  の値の大きさを補正している。具体的には、下記に示す（数式 7）を用いて、増幅演算利得  $k_g$  の値を補正した補正増幅演算利得  $k_g'$  を新たに増幅演算利得  $k_g$  の値に変更する。

（数式 7）

$$kg' = \frac{kg}{|H|} = \frac{kg}{\sqrt{\frac{(SUMR + j \cdot SUMI)^2}{(SUMR + j \cdot SUMI) + \{Re(RU) + j \cdot Im(RU)\}}}}$$

$$= \frac{kg}{\sqrt{\frac{(SUMR + j \cdot SUMI)^2}{(SUMR + j \cdot SUMI) + \frac{K \cdot N \cdot P}{2} \cdot Ad \cdot \{\cos(-d1) + j \cdot \sin(-d1)\}}}}$$

（数式 7）において、 $|H|$  は、測定周波数  $f_m$  におけるフォーカスサーボ系の一巡伝達関数の利得であり、下記に示す（数式 8）となる。

（数式 8）

$$|H| = \sqrt{\frac{(SUMR + j \cdot SUMI)^2}{(SUMR + j \cdot SUMI) + \{Re(RU) + j \cdot Im(RU)\}}}$$

(数式 8) における測定周波数  $f_m$  は、下記に示す (数式 9) となっている。

(数式 9)

$$f_m = f_s / N$$

5 (数式 9)において、 $f_s$  はサンプリング周波数、 $N$  は分割数を表す。(一実施例では、サンプリング周波数  $f_s$  を 100 kHz とする。この場合、分割数  $N$  が 20 であるため、測定周波数  $f_m$  は、5 kHz となる)。

10 すなわち、測定周波数  $f_m$  におけるフォーカスサーボ系の利得  $|H|$  を求め、その逆数を增幅演算利得  $k_g$  の値に乗算することによって、增幅演算利得  $k_g$  の値を補正（補正增幅演算利得  $k_g'$  の値に変更）する。これにより、フォーカスサーボ系の利得を測定周波数  $f_m$  で 0 dB (1 倍) に正確に調整することができる。すなわち、フォーカスゲイン調整を行っている。

15 処理 212 の動作の後、処理 213 の動作を行う。処理 213 では、フォーカスゲイン調整完了フラッグ GC の値を 1 にする ( $GC \leftarrow 1$ )。ここで、フォーカスゲイン調整完了フラッグ GC の値を 1 にすることは、利得変更器 4 の動作が完了し、フォーカスゲイン調整が完了したことを意味する。その後、処理 214 の動作を行う。

20 処理 214 では、誤差信号 FOE に対して位相補償演算及び増幅演算を行う。具体的には、まず誤差信号 FOE を  $k_1$  倍（ここで  $k_1$  は、正の実数である）した値と変数 FE\_I を加算した値を新しい変数 FE\_I の値とする ( $FE_I \leftarrow FE_I + FOE \times k_1$ )。また変数 FE\_I の値を  $k_2$  倍（ここで  $k_2$  は、正の実数である）した値と誤差信号 FOE を  $k_3$  倍（ここで  $k_3$  は、正の実数である）した値とを加算した値から、後述する変数 FE\_1 の値を  $k_4$  倍（ここで  $k_4$  は、 $k_3$  よりも小さ

い正の実数である) した値を減算した値に増幅演算利得  $k_g$  の値を乗算し、その値を変数  $F_D$  の値とする [ $F_D \leftarrow (F_E_I \times k_2 + F_OE \times k_3 - F_E_1 \times k_4) \times k_g$ ]。さらに誤差信号  $F_ED$  の値を変数  $F_E_1$  の新しい値とする ( $F_E_1 \leftarrow FED$ )。その後、処理 215 の動作を行う  
5。

この演算を行うことにより、誤差信号  $F_OE$  の位相補償及び増幅が行われ、その結果が変数  $F_D$  の値となる。ここで、処理 214 は、位相補償器 2 における処理に相当する。

処理 215 では、変数  $F_D$  の内容を演算装置 103 の駆動出力部 106 に出力し、変数  $F_D$  の値に比例した駆動信号  $FOD$  に変換する。その後、処理 216 の動作を行う。  
10

処理 216 では、所定時間の遅延処理を行う。すなわち、あらかじめ決められたサンプリング周波数  $f_s$  で誤差入力部 104 や駆動出力部 106 の動作が行われるように遅延動作を行う。その後、処理 202 の動作へ戻る。  
15

処理 217 では、フォーカス誤差値  $FED$  の値を、誤差信号  $F_OE$  とする ( $F_OE \leftarrow FED$ )。その後、処理 214 の動作を行う。すなわち、処理 213 でフォーカスゲイン調整完了フラッグ  $GC$  の値に 1 が設定された後は、処理 203 の動作により、処理 217 の動作が誤差入力部 104 の動作毎に行われる。すなわち、利得変更器 4 の動作が終了した次のサンプリングタイミングの後は、処理 204 から処理 213 の動作が行われず、処理 217 の処理が行われる。  
20

以上、センサ 101 と誤差信号合成器 102 と演算装置 103 とフォーカスアクチュエータ 109 と駆動回路 108 とによってフォーカス制御装置が構成され、演算装置 103 は、誤差入力部 104 と外乱加算器 1 と位相補償器 2 と駆動出力部 106 と応答検出器 3 と利得変更器 4 と  
25

によって構成されている。

このように構成されたフォーカス制御装置によれば、フォーカスサーボ系の利得を、分割数Nの値に依らず、正確に調整することができる。具体的には、利得変更処理212の動作により、フォーカスサーボ系の利得を測定周波数f<sub>m</sub>で0dB(1倍)となるように位相補償処理214において増幅演算利得k<sub>g</sub>が調整される。以下、このことについて詳しく説明する。

実施の形態1では、利得変更処理212(利得変更器4の動作)により、フォーカスサーボ系の利得を所望の値に調整している。以下、利得変更処理212を中心に、フォーカスサーボ系の利得が所望の値に調整されることを詳しく説明する。

利得変更処理212では、前述したように、(式6)に示す位相を持つ補正複素振幅値R<sub>U</sub>と検出複素振幅値(SUMR+j·SUMI)とを用いて、増幅演算利得k<sub>g</sub>を変化させている。これにより、フォーカスゲイン調整を行っている。ここで、フォーカスゲイン調整とは、フォーカスサーボ系の利得が測定周波数f<sub>m</sub>で0dB(0dBは1倍を意味する)になることを意味する。

利得変更処理212では、前述した(式7)を用いて増幅演算利得k<sub>g</sub>を更新している。ここで、|H|が測定周波数f<sub>m</sub>におけるフォーカスサーボ系の一巡伝達関数の利得であることについて詳しく説明する。

まず、参照値テーブルポインタSCがSCの時、外乱加算処理207において加算される外乱値FADDは、前述した(式2)によって示される。また、(式2)によって示される外乱値FADDに対するフォーカスサーボ系の応答Y[SC]は、フォーカスサーボ系の線形成が成り立つ範囲で、下記に示す(式10)と表現することができる。

(数式 1 0)

$$Y[SC] = R \cdot \sin\left(\frac{2\pi}{N} \times SC + \theta\right)$$

(数式 1 0)において、Rはフォーカスサーボ系の応答Y [S C] の振幅を表し、θはフォーカスサーボ系の応答Yと第1の外乱値群との位5 相差を表す。

したがって、(数式 1)と(数式 1 0)とを用いて、応答検出処理 2 0 6 の検出複素振幅値 (SUMR + j · SUMI) を計算すると、検出複素振幅値の実数部 SUMR は、下記に示す (数式 1 1) となる。また、同様に、検出複素振幅値の虚数部 SUMRI は、下記に示す (数式 1 2) となる。

(数式 1 1)

$$\begin{aligned} \text{SUMR} &= \sum_{KC=0}^K \sum_{SC=0}^{N-1} Y_{KC}[SC] Q[SC] \cong K \sum_{SC=0}^{N-1} Y[SC] Q[SC] \\ &= K \sum_{SC=0}^{N-1} P \cdot R \cdot \sin\left(\frac{2\pi}{N} \times SC + \theta\right) \cdot \sin\left(\frac{2\pi}{N} \times SC\right) \\ &= \frac{K \cdot R \cdot P}{2} \sum_{SC=0}^{N-1} \left[ \cos(\theta) - \cos\left(2 \frac{2\pi}{N} \times SC + \theta\right) \right] \\ &= \frac{K \cdot N \cdot R \cdot P}{2} \cos(\theta) = \frac{K \cdot N \cdot P}{2} \text{Re}(Y) \end{aligned}$$

(数式 1 2)

$$\text{SUMI} = \frac{K \cdot N \cdot P}{2} \text{Im}(Y)$$

15 (数式 1 1) 及び (数式 1 2)において、Yはフォーカスサーボ系の応答Y [S C] の複素振幅であり、Re (Y) は応答Yの実数部を表し、Im (Y) は応答Yの虚数部を表す。なお、 $Y_{KC}$  [S C] は、波数カウンタKCの値ごと (1周期ごと) のフォーカスサーボ系の応答を表す。

実施の形態 1 では、応答検出処理 205において検出複素振幅値を演算する際、第 1 の外乱値群の周期の K 倍（K は測定波数）の時間だけ積分加算している。これにより、検出複素振幅値 SUMR と SUMI とが、それぞれ、より正確に複素振幅 Y の実数部と虚数部とに対応した値となる。すなわち、フォーカスサーボ系の応答 Y の複素振幅の振幅と位相とを正確に検出することができる。

（数式 1 1）と（数式 1 2）と（数式 4）とを（数式 8）に代入すると、利得 | H | は、下記に示す（数式 1 3）となる。

（数式 1 3）

$$\begin{aligned}
 |H| &= \left| \frac{\text{SUMR} + j \cdot \text{SUMI}}{(\text{SUMR} + j \cdot \text{SUMI}) + \{\text{Re}(RU) + j \cdot \text{Im}(RU)\}} \right| \\
 10 &= \left| \frac{\frac{KNP}{2}Y}{\frac{KNP}{2}Y + \frac{KNP}{2}\{\cos(-d1) + j \cdot \sin(-d1)\} \cdot Ad} \right| \\
 &= \left| \frac{Y}{Y + \{\cos(-d1) + j \cdot \sin(-d1)\} \cdot Ad} \right|
 \end{aligned}$$

一方、図 4 にフォーカスサーボ系のブロック線図を示す。図 4 より、フォーカスサーボ系の外乱値 F ADD からフォーカスサーボ系の応答 Y [SC] までのフォーカスサーボ系の閉ループ特性は、下記に示す（数式 1 4）となる。

15 （数式 1 4）

$$\frac{Y}{FA} = D \cdot \frac{-H}{1+H}$$

（数式 1 4）において、FA は参照値テーブル poingta SC が SC の時の外乱値 F ADD の外乱複素振幅値を表し、Y は外乱値 F ADD [SC] に対するフォーカスサーボ系の応答 Y [SC] の応答複素振幅値を表し、H はフォーカスサーボ系の一巡伝達関数を表し、D は外乱値 FA

DDのフォーカスサーボ系に対する実質的な外乱加算部の伝達関数を表す。

外乱複素振幅値  $F_A$  は、前述した（数式 4）より下記に示す（数式 15）となる。

5 (数式 15)

$$FA = \operatorname{Re}(FA) + j \cdot \operatorname{Im}(FA) = Ad$$

さらに、（数式 14）と（数式 15）とにより下記に示す（数式 16）が得られる。

(数式 16)

$$10 H = -\frac{Y}{Y + D \cdot Ad}$$

(数式 13) と (数式 16) とを比較すると、 $|H|$  が測定周波数  $f_m$  におけるフォーカスサーボ系の一巡伝達関数の利得であることが分かる。

最後に、加算部の伝達関数  $D$  について説明する。図 5 に、外乱値  $F_A$  DD の出力値の様子を示す。縦軸は外乱値  $F_A$  DD の値を示し、横軸は参照値テーブルポインタ  $SC$  の値を示す。図 5 に示すように外乱値  $F_A$  DD は 1 サンプルタイミング毎に（参照値テーブルポインタ  $SC$  の値が変化する毎に）外乱値  $F_A$  DD の値が変化する階段状の出力値となる。

図 5において、波形  $F_A$  DD が順次に出力される外乱値  $F_A$  DD の波形（第 1 の外乱値群の波形）である。すなわち、1 サンプルタイミング毎に正弦波値（図 5において、正弦波値は波形 W1（外乱生成関数）によって示す）がサンプリングされ、0 次ホールドされた波形となる。このようなサンプリングと 0 次ホールドを行う処理の伝達関数は、下記に示す（数式 17）となる。

25 (数式 17)

$$\frac{1 - \exp\left(-j \cdot 2\pi \cdot \frac{fm}{fs}\right)}{j \cdot 2\pi \cdot \frac{fm}{fs}} = \frac{1 - \exp\left(-j \cdot 2\pi \cdot \frac{1}{N}\right)}{j \cdot 2\pi \cdot \frac{fm}{fs}} = \exp\left(-j \frac{2\pi}{2N}\right) \frac{\sin\left(\frac{2\pi}{2N}\right)}{\frac{2\pi}{2N}}$$

(数式 17)において、 $f_m$ は測定周波数、 $f_s$ はサンプリング周波数、 $N$ は分割数を表す。

以上より、第1の外乱値群のフォーカスサーボ系に対する実質的な加算部の伝達関数 $D$ は、前述した(数式17)で表される。すなわち、(数式18)となる。

(数式18)

$$D = \exp\left(-j \frac{2\pi}{2N}\right) \frac{\sin\left(\frac{2\pi}{2N}\right)}{\frac{2\pi}{2N}} \approx \exp\left(-j \frac{2\pi}{2N}\right) = \cos(-d1) + j \cdot \sin(-d1)$$

ここで、実施の形態1において併記した一実施例では、第1の外乱値群の分割数 $N$ を20としているため、下記に示す(数式19)が成立する。

(数式19)

$$\frac{\sin\left(\frac{2\pi}{2N}\right)}{\frac{2\pi}{2N}} = 0.996$$

図5に示す波形 $W_2$ は、波形 $W_1$ に比べて、位相が $2\pi/N/2$ 遅れた波形を示す。また、図5から、波形FADD(第1の外乱値群)が略 $2\pi/N/2$ の位相遅れを持つことも分かる。

以上より、外乱加算部1の伝達関数が加算部の伝達関数 $D$ となることが分かる。これにより、測定周波数 $f_m$ におけるフォーカスサーボ系の利得 $|H|$ は、前述した(数式8)となることがわかる。さらに、(数式7)により増幅演算利得 $k_g$ が所望の値に補正され、フォーカスサーボ

系の利得が測定周波数  $f_m$  で 0 dB (1 倍) に正確に調整できることがわかる。

このように、フォーカスサーボ系の利得が測定周波数  $f_m$  で 0 dB (1 倍) に正確に調整できることは、利得変更処理 212 の補正複素振幅値  $R_U$  の位相を (式 6) のように設定していることに依る。また、(式 6) は、前述した説明により、外乱値 FADD からなる第 1 の外乱値群のフォーカスサーボ系への実質的な位相に対応していることも分かる。

また、実施の形態 1 では、外乱値 FADD のフォーカスサーボ系への実質的な位相に応じて、利得変更処理 212 の補正複素振幅値  $R_U$  の位相を変化させているため、分割数  $N$  が小さくなっても、精度良くフォーカスサーボ系の利得を測定周波数  $f_m$  で 0 dB (1 倍) に正確に調整することができる。

さらに、分割数  $N$  を変更することにより、測定周波数  $f_m$  が変更できるため、フォーカスサーボ系の利得を所望の値に調整することができる。

#### (実施の形態 2)

実施の形態 2 では、本発明のフォーカス制御装置の他の一実施形態について説明する。実施の形態 2 では、利得変更処理（利得変更部）の動作を除く構成は、前述した実施の形態 1 と同じであるため、説明を省略する。

実施の形態 2 に係る利得変更処理では、所定の複素振幅値  $R_{U2}$  を下記に示す（式 20）とする。

25 (式 20)

$$RU2 = \operatorname{Re}(RU2) + j \cdot \operatorname{Im}(RU2) = \frac{K \cdot N \cdot P}{2} \cdot Ad$$

(数式 2 0)において、 $\operatorname{Re}(RU2)$ は所定の複素振幅値 $RU2$ の実数部を表し、 $\operatorname{Im}(RU2)$ は所定の複素振幅値 $RU2$ の虚数部を表す。さらに、 $K$ は測定波数、 $N$ は分割数、 $P$ は参照値振幅、 $Ad$ は第15の外乱値群の振幅である。

さらに、補正複素値 $CU$ を下記に示す(数式 2 1)とする。

(数式 2 1)

$$CU = \cos(d2) + j \sin(d2)$$

ここで、所定の複素振幅値 $RU2$ の位相は0であり、補正複素値 $CU$ との位相は $d2$ となっている。この位相 $d2$ は、前述した(数式 6)に示した実施の形態1の位相 $-d1$ と逆位相( $2\pi/2/N$ )であり、外乱値 $FADD$ からなる第1の外乱値群のフォーカスサーボ系に対する実質的な逆位相になっている。

利得変更処理では、増幅演算部利得 $k_g$ を下記に示す(数式 2 2)によって補正する。

(数式 2 2)

$$kg' = \frac{kg}{|H|} = \frac{kg}{\sqrt{\frac{(SUMR + j \cdot SUMI) \cdot \{\cos(d2) + j \sin(d2)\}}{(SUMR + j \cdot SUMI) \cdot \{\cos(d2) + j \sin(d2)\} + \frac{K \cdot N \cdot P}{2} \cdot Ad}}}$$

すなわち、測定周波数 $f_m$ におけるフォーカスサーボ系の利得 $|H|$ を求め、その逆数を増幅演算利得 $k_g$ に乗算することにより、増幅演算20利得 $k_g$ を補正(補正増幅演算利得 $k_g'$ の値に変更)する。これにより、フォーカスサーボ系の利得を測定周波数 $f_m$ で0dB(1倍)に正確に調整することができる。

(数式22)からフォーカスサーボ系の利得 $|H|$ を抜き出すと、下記に示す(数式23)となる。

(数式23)

$$|H| = \left| \frac{(\text{SUMR} + j \cdot \text{SUMI}) \cdot \{\cos(d2) + j \sin(d2)\}}{(\text{SUMR} + j \cdot \text{SUMI}) \cdot \{\cos(d2) + j \sin(d2)\} + \frac{K \cdot N \cdot P}{2} \cdot Ad} \right|$$

5 以上より、(数式23)は、前述した(数式8)と等価であることが分かる。

したがって、実施の形態2では、検出複素振幅値を補正複素値 $C_{UX}$ によって補正することにより、分割数Nが小さくなても、精度良くフォーカスサーボ系の利得を測定周波数 $f_m$ で0dB(1倍)に正確に調整することができる。

10 さらに、実施の形態2の構成は、前述した実施の形態1の効果に加えて、利得変更処理(利得変更部の動作)で用いる所定の複素振幅値を実数値(位相が0)としている。これにより、あらかじめ記憶しておく容量を少なくしている。

15

(実施の形態3)

実施の形態3では、本発明に係るフォーカス制御装置のさらに他の一実施形態について説明する。

実施の形態3では、利得変更処理(利得変更部の動作)を除く構成は  
20 前述した実施の形態1と同じであるため、説明を省略する。以下、実施の形態3の利得変更処理(利得変更部の動作)を利得変更処理412とする。

前述した実施の形態1及び実施の形態2では、演算装置103(図1参照)における演算時間に依存した位相のずれは考慮していないが、実

施の形態 3 では、演算時間に依存した位相のずれを考慮して、更に高精度でフォーカスサーボ系の利得を調整する。すなわち、上記の（数式 20）における位相  $d_2$  に代えて、下記の（数式 24）で示す位相  $d_3$  を用いる。その他の利得変更処理の構成及び動作は、前述した実施の形態 5 1 及び実施の形態 2 の利得変更処理と同じであるため、説明を省略する。

（数式 24）

$$d_3 = \frac{2\pi}{2 \cdot N} + 2\pi \cdot f_m \cdot T_d$$

（数式 24）において、 $f_m$  は測定周波数、 $T_d$  は誤差入力部 104 10 の入力動作から駆動出力部 106 の出力動作までの演算時間（演算手段の演算時間） $T_d$  を表す。すなわち、（数式 24）の位相  $d_3$  は、 $2\pi/N/2$  と  $2\pi \times f_m \times T_d$  とを加算した値となっている。演算時間  $T_d$  は、駆動出力部 106 の出力動作が誤差入力部 104 の入力動作よりもどれだけ時間的に遅れて実行されたかを示すものである。なお、この場合、所定の複素振幅値 ( $\beta$ ) が  $K \cdot N \cdot P \cdot A_d / 2 \cdot \{ \cos(-2\pi \times f_m \times T_d) + j \sin(-2\pi \times f_m \times T_d) \}$  であり、補正複素値 ( $r$ ) が  $\{ \cos(2\pi/N/2) + j \sin(2\pi/N/2) \}$  である場合に相当している。

このように構成することにより、演算時間  $T_d$  による位相のずれ ( $-2\pi \times f_m \times T_d$ ) が前述した（数式 6）の位相  $d_1$  に比べて無視できない程度に大きくなっても、フォーカスサーボ系の利得が測定周波数  $f_m$  で 0 dB (1 倍) により正確に調整できる。以下、このことについて詳しく説明する。

まず、演算時間  $T_d$  による位相のずれが前述した（数式 6）によって 25 示される位相に比べて、無視できる程度に小さい場合には、前述した実

施の形態 1 及び実施の形態 2 で用いた第 1 の外乱値群の位相である（数 6）の値と（数式 2 4）の値とがほぼ等しくなるため、フォーカスサーボ系の利得が測定周波数  $f_m$  で 0 dB (1 倍) に調整できることがわかる。

5 次に、演算時間  $T_d$  が前述した（数 6）によって示される位相値に比べて、無視できない程度に大きい場合について説明する。

この場合、演算時間  $T_d$  に依存する位相のずれは、前述した（数式 6）によって示される位相に対して加算される。演算時間  $T_d$  による位相のずれ  $T_p$  は、フォーカスサーボ系の利得が測定周波数  $f_m$  に対しては

10 、下記に示す（数式 2 5）となる。

（数式 2 5）

$$TP = 2\pi \cdot fm \cdot Td$$

以上より、（数式 2 5）と（数式 6）とを加算することにより（数式 2 4）が得られる。

15 実施の形態 3 では、利得変更処理の動作により、演算時間  $T_d$  が（数式 6）で示される位相値に比べて、無視できない程度に大きい場合でも、（数式 2 4）に示すようにその影響を考慮して、增幅演算利得  $k_g$  の演算を行っているため、フォーカスサーボ系の利得が測定周波数  $f_m$  で 0 dB (1 倍) により正確に調整できる。

20 なお、本実施の形態 3 では、フォーカスサーボ系の利得  $|H|$  を算出するために、所定の複素振幅値 ( $\beta$ ) の位相部分と補正複素値とを予め演算した値（複素利得  $H$  の分母及び分子に所定の複素振幅値と共に複素値を乗算した値）を用いたが、他の演算方法により算出してもよく、本発明は実施の形態 3 の演算方法に限定されるものではない。

25 また、図 2 に示された位相補償器 2 における処理 214 に限定されるものではなく、フォーカスサーボ系の位相を補償する動作を行うもので

あれば良い。図2に示された位相補償器2と異なる構成の位相補償器を設けたとしても、本発明に含まれる。

また、上記の実施の形態1～3では、外乱値を1サンプル毎に出力しているが、これを複数サンプル毎に出力するように構成してもよく、このように変更しても本発明に含まれる。  
5

さらに、上記の実施の形態1～3のデジタル回路で構成した部分をアナログ回路で構成することや、アナログ回路で構成した部分をデジタル回路で構成することなど、様々な変更が考えられる。このように変更を行っても本発明に含まれることは言うまでもない。

10 以上のように実施の形態1～3によれば、利得変更器4の動作により、精度良くフォーカス制御装置のループゲイン特性を調整することができる。特に、分割数Nが小さい場合であっても、精度良くフォーカス制御装置のループゲイン特性を調整することができる。すなわち、利得変更処理において、利得変更処理の補正複素値の位相を外乱加算部の第1  
15 の外乱値の位相に応じた値にし、補正複素値によって検出複素振幅値又は所定の複素振幅値を補正することにより、精度良くループゲイン特性を調整している。

特に、フォーカスサーボ系の広帯域化と演算装置の省電力化とを目的とした動作クロックの低下により、分割数Nはますます小さくなる傾向  
20 にある。このような場合でも、本実施の形態に係るフォーカス制御装置を用いることにより、精度良くループゲイン特性を調整することが可能である。

#### (実施の形態4)

25 図6は、実施の形態4に係るトラッキング制御装置100Aの構成を示すブロック図である。トラッキング制御装置100Aは、センサ(セ

ンサ手段) 101Aを備えている。センサ101Aは、光ディスク111からの反射光を受光し、複数個のセンサ信号SE1を誤差信号合成器(誤差信号合成手段)102Aへ出力する。誤差信号合成器102Aは、複数個のセンサ信号SE1を演算合成したトラッキング誤差信号TE5を演算装置(演算手段)103Aへ供給する。

演算装置103Aは、誤差入力部104Aと演算器105Aと駆動出力部106Aとメモリ107とを有している。メモリ107には、ROM107aとRAM107bとが設けられている。

誤差入力部104Aは、誤差信号合成器102Aによって合成された10トラッキング誤差信号TEに基づいてトラッキング誤差値を順次に生成して演算器105Aへ供給する。順次に生成された複数のトラッキング誤差値がトラッキング誤差値群である。

図7は、演算器105Aの構成を示すブロック図である。演算器105Aは、外乱加算器(外乱加算部)1Aを有している。外乱加算器1Aは、誤差入力部104Aによって生成されたトラッキング誤差値に外乱値を加えて出力する。演算器105Aには、位相補償器(位相補償部)2Aが設けられている。位相補償器2Aは、外乱加算器1Aの出力値に少なくとも位相補償演算と増幅演算を行い駆動値を出力する。演算器105Aは、応答検出器(応答検出部)3Aを有している。応答検出器203Aは、誤差入力部104Aによって生成されたトラッキング誤差値に基づいて外乱値に応答した検出複素振幅値を検出する。演算器105Aには、利得変更器(利得変更部)4Aが設けられている。利得変更器4Aは、応答検出器3Aによって検出された検出複素振幅値と所定の複素振幅値と所定の複素振幅値を補正する補正複素値とに応じて位相補償器252Aの増幅演算利得を変更する。

駆動出力部106Aは、位相補償器2Aから出力された駆動値に基づ

いて駆動信号を駆動回路（駆動手段）108Aへ出力する。駆動回路108Aは、駆動信号に略比例した駆動電流をトラッキングアクチュエータ109Aへ出力する。トラッキングアクチュエータ109Aは、駆動電流に応じて対物レンズ110を駆動する。

5 このように構成されたトラッキング制御装置100Aの動作を説明する。

センサ101Aが光ディスク111からの反射光を電気信号に変換して複数個のセンサ信号SE1を出力すると、誤差信号合成器102Aは、複数個のセンサ信号SE1の入力に応じてトラッキング誤差信号TE10を出力する。

誤差信号合成器102Aでは、例えば、複数個のセンサ信号SE1をそれぞれセンサ信号A1、センサ信号B1、センサ信号C1およびセンサ信号D1とすると、センサ信号A1、B1、C1およびD1を用いて、 $(A_1 + B_1) - K_E \times (C_1 + D_1)$  の演算を行った信号をトラッキング誤差信号TEとして出力している。ここで、 $K_E$ は所定の実数值である。

演算装置103Aは、誤差信号合成器102Aからのトラッキング誤差信号TEが入力され、メモリ107Aに内蔵された後述するプログラムによって計算処理することにより、駆動信号TODを出力する。演算装置103Aが出力する駆動信号TODは駆動回路108Aに入力される。そして、駆動回路（駆動手段）108Aでは、電力増幅を行いトラッキングアクチュエータ109Aに電力を供給して、対物レンズ110を駆動する。

25 このように、センサ101Aと誤差信号合成器102Aと演算装置103Aとトラッキングアクチュエータ109Aと駆動回路108Aによってトラッキング制御装置が構成されている。

図 6 に示す演算装置 103A に設けられたメモリ 107 は、所定のプログラムと定数とが格納されたロム領域 107a (ROM: リードオンリーメモリ) と随時必要な変数値を格納するラム領域 107b (RAM: ランダムアクセスメモリ) とに別れている。演算器 105 は、ロム領域 107a 内のプログラムに従って所定の動作や演算を行っている。図 8 にそのプログラムの具体的な一例を示す。以下に、その動作を詳細に説明する。

まず処理 401 では、後述する処理に必要な変数値の初期設定を行う。具体的には、まず参照値テーブルポインタ SCx を初期化する ( $SCx \leftarrow 0$ )。ここで、参照値テーブルポインタ SCx の値は正の整数であり、0 から  $Nx - 1$  までの値をとる。 $Nx$  は 1 周期の外乱値群に含まれる外乱値の個数、つまり、1 周期の外乱値群の分割数である。なお、本実施の形態 4 では、分割数  $Nx$  は、4 の倍数の正の整数である（一実施例としては、 $Nx$  を 20 とする）。

次に、トラッキングゲイン調整完了フラッグ GCx を初期化する ( $GCx \leftarrow 0$ )。ここでトラッキングゲイン調整完了フラッグ GCx は、0 または 1 の値をとり、0 の時は、トラッキングゲイン調整が完了していないことを意味し、1 の時は、トラッキングゲイン調整が完了していることを意味する。したがって、トラッキングゲイン調整完了フラッグ GCx を初期化することにより、トラッキングゲイン調整が完了していない設定にしている。

そして、正弦波の波数を計数する波数カウンタ KCx を初期化する ( $KCx \leftarrow 0$ )。ここで、波数カウンタ KCx の値は正の整数であり、0 から  $Kx$  までの値をとる。 $Kx$  は、測定波数であり、3 以上の正の整数である（一実施例としては、 $Kx$  を 50 とする）。さらに、後述する応答検出処理 405において検出する検出複素振幅値 ( $\alpha$ ) の実数部 SUMR

と検出複素振幅値の虚数部  $SUM_I x$  を初期化する ( $SUM_R x \leftarrow 0$ 、 $SUM_I x \leftarrow 0$ )。

さらに、処理 401 では、後述する位相補償処理 414 の動作の初期設定として変数  $TE\_I$  の値を零に初期化する ( $TE\_I \leftarrow 0$ )。その後 5、処理 202 の動作を行う。

処理 402 では、トラッキング誤差値  $TED$  の入力動作を行う。すなわち、演算装置 103 の誤差入力部 104 に入力された誤差信号合成器 102 からのトラッキング誤差信号  $FE$  を AD 変換し、トラッキング誤差値  $FED$  に直す。その後、処理 203 の動作を行う。

10 処理 403 では、トラッキングゲイン調整完了フラッグ  $G_C x$  の値に応じて、次に行う処理を選択している。具体的には、トラッキングゲイン調整完了フラッグ  $G_C x$  の値が 1 の場合には処理 417 の動作に移行し、トラッキングゲイン調整完了フラッグ  $G_C x$  の値が 1 でない場合には処理 404 の動作に移行する。この処理 403 により、トラッキング 15 ゲイン調整が完了すると、処理 417 の動作に移行し、後述する利得変更処理 412 の動作を最初の 1 回のみ行うように構成している。

処理 404 では、参照値テーブルポインタ  $SC x$  に分割数  $N x$  を 4 で割った値を加算し、その加算値の分割数  $N x$  を法とする値を計算し、余弦波テーブルポインタ  $CC x$  の値とする。すなわち、 $CC x \leftarrow (SC x + N x / 4) \bmod N x$  の演算を行う。ここで、 $A \bmod B$  は 20 、  $A$  の  $B$  を法とする値を表す。例えば、 $A = 24$ 、 $B = 20$  の場合、 $A \bmod B$  は 4 となる。すなわち、値  $A$  を値  $B$  で割った時の剰余を表す。このような演算を行うことにより、余弦波テーブルポインタ  $CC x$  の値は、0 から  $N x - 1$  の範囲の数値となる。その後、処理 405 の動作を行う。

処理 405 では、参照値テーブルポインタ  $SC x$  に基づいてメモリ 1

07 の ROM 領域 107a に格納されている参照値テーブルを参照し、  
 参照値  $Q_x [SCx]$  (第2の外乱値群を構成する外乱値) を得る。その  
 参照値  $Q_x [SCx]$  にトラッキング誤差値 TED を乗算し、その乗算  
 値と検出複素振幅値の実数部 SUMR<sub>x</sub> を加算した値を新しい検出複素  
 5 振幅値の実数部 SUMR<sub>x</sub> とする ( $SUMR_x \leftarrow SUMR_x + TED \times$   
 $Q_x [SCx]$ )。ここで、参照値テーブルポインタ SCx の時の  $Q_x [SCx]$  を、(数式 26) に示す。

(数式 26)

$$Qx[SCx] = Px \times \sin\left(\frac{2\pi}{Nx} \times SCx\right)$$

10 (数式 26)において、Px は参照値振幅、Nx は分割数、π は円周率を表す。参照値振幅 Px は正の実数である (一実施例では、100 とする)。

さらに処理 405 では、余弦波テーブルポインタ CCx に基づいてメモリ 107 の ROM 領域 107a に格納されている参照値テーブルを参考し、参照値  $Q_x [CCx]$  (第3の外乱値群を構成する外乱値) を得る。  
 15 その参照値  $Q_x [CCx]$  にトラッキング誤差値 FED を乗算し、その乗算値と検出複素振幅値の虚数部 SUMIx を加算した値を新しい検出複素振幅値の虚数部 SUMIx とする ( $SUMIx \leftarrow SUMIx + TED \times Q_x [CCx]$ )。

20 ここで、処理 404 の動作により、参照値テーブルポインタ SCx と余弦波テーブルポインタ CCx との間の差を Nx / 4 (ここで、Nx は分割数) としている。これにより、参照値  $Q_x [SCx]$  と参照値  $Q_x [CCx]$  との値の位相差が 2π / 4 となる。したがって、実施の形態 4 では、分割数 Nx を 4 の倍数にすることにより、第2の外乱値群の位相と第3の外乱値群の位相との位相差を正確に 2π / 4 としている。ま

た、参照値  $Q_x[SCx]$  と参照値  $Q_x[CCx]$  とに共通の参照値テーブルを用いて、 $\sin$  関数や  $\cos$  関数の計算に要する演算量を削減している。処理 405 の後、処理 406 の動作を行う。ここで、処理 405 は図 7 に示される応答検出器 3A に対応している。

5 処理 406 では、参照値テーブルポインタ  $SCx$  に基づいてメモリ 107 の ROM 領域 107a に格納されている正弦波の関数テーブルを参考し、外乱値  $TADD$ （第 1 の外乱値群を構成する外乱値）とする ( $TADD \leftarrow tablex[SCx]$ )。 $tablex[SCx]$  を、(数式 27) に示す。

10 (数式 27)

$$tablex[SCx] = Adx \times \sin\left(\frac{2\pi}{Nx} \times SCx\right)$$

(数式 27)において、 $Adx$  は外乱値振幅、 $Nx$  は分割数、 $\pi$  は円周率を表す。外乱値振幅  $Adx$  は正の実数である（一実施例では、100 とする）。一実施例の場合、下記の(数式 28)に示すように、正弦波の関数テーブルと参照値テーブルとを兼用した数値テーブルを用いることができるために、メモリ領域を削減することができる。したがって、メモリ容量の観点からは、外乱値振幅  $Adx$  と参照値振幅  $Px$  とは同じ値とすることが好ましい。

15 (数式 28)

$$tablex[SCx] = Adx \times \sin\left(\frac{2\pi}{Nx} \times SCx\right) = Px \times \sin\left(\frac{2\pi}{Nx} \times SCx\right) = Qx[SCx]$$

処理 406 の動作の後、処理 407 の動作を行う。処理 407 では、トラッキング誤差値  $TED$  に外乱値  $TADD$  を加算した値を、誤差信号  $TOE$  とする ( $TOE \leftarrow TED + TADD$ )。その後、処理 408 の動作を行う。ここで、処理 407 は、図 7 に示される外乱加算器（外乱加算

部) 1 Aにおいて行われる処理に相当する。

処理 4 0 8 では、参照値テーブルポインタ  $SC_x$  の値に 1 を加算し、その値を新しい参照値テーブルポインタ  $SC_x$  の値としている ( $SC_x \leftarrow SC_x + 1$ )。このように処理することにより、参照値テーブルポインタ  $SC_x$  は、1 ずつ増加する値となる。その後、処理 4 0 9 の動作を行う。  
5

処理 4 0 9 では、参照値テーブルポインタ  $SC_x$  と分割数  $N_x$  の値とに応じて、次に行う処理を選択している。すなわち、参照値テーブルポインタ  $SC_x$  と  $N_x - 1$  との値が同じ場合は、処理 4 1 0 の動作へ移行する。参照値テーブルポインタ  $SC_x$  と  $N_x - 1$  の値が同じでない場合は、処理 4 1 1 の動作へ移行する。  
10

ここで、処理 4 0 8 と処理 4 0 9 との動作により、1 ずつ増加する参照値テーブルポインタ  $SC_x$  が  $N_x - 1$  と等しくなるということは、処理 4 0 5 と処理 4 0 6 とで用いた参照値テーブルの全体（第 1 の外乱値群、第 2 の外乱値群及び第 3 の外乱値群の 1 周期を構成するそれぞれ  $N_x$  個の外乱値）を順次に参照したことに相当する。このことは、処理 4 0 6 において 1 周期分の第 1 の外乱値群が得られ、処理 4 0 7 において、順次に入力される  $N$  個のトラッキング誤差値に、順次に参照される  $N_x$  個（1 周期分）の外乱値  $TADD$  が加算されたことを意味する。  
15

処理 4 1 0 では、参照値テーブルポインタ  $SC_x$  の値を 0 にする ( $SC_x \leftarrow 0$ )。すなわち、参照値テーブルポインタ  $SC_x$  を初期化する。  
20

さらに、処理 4 1 0 では、波数カウンタ  $KC_x$  の値に 1 を加算した値を新しい波数カウンタ  $KC_x$  の値としている ( $KC_x \leftarrow KC_x + 1$ )。このように処理することにより、波数カウンタ  $KC_x$  は、1 ずつ増加する値となる。その後、処理 4 1 1 の動作を行う。処理 4 1 0 の動作により、 $N_x$  個のトラッキング誤差値に  $N_x$  個の外乱値  $TADD$  が加算される  
25

毎に、波数カウンタ  $K_C x$  が 1 だけ増加する。

処理 4 1 1 では、波数カウンタ  $K_C x$  と測定波数  $K_x$  との値に応じて  
、次に行う処理を選択している。すなわち、波数カウンタ  $K_C x$  と測定  
波数  $K_x$  との値が同じ場合は、処理 4 1 2 の動作へ移行する。波数カウ  
5 ンタ  $K_C x$  と測定波数  $K_x$  との値が同じでない場合は、処理 4 1 4 の動  
作へ移行する。

処理 4 1 2 では、図 7 に示される利得変更器（利得変更部）4 A の動  
作を行う。すなわち、利得変更演算を行うことによって、トラッキング  
ゲイン調整を行う。以下、利得変更器 4 A の具体的な動作を説明する。  
10

まず、利得変更器 4 A における所定の複素振幅値 ( $\beta$ ) を補正複素数  
値 ( $\gamma$ ) で補正した補正複素振幅値  $R_U x$  は、あらかじめ計算されてお  
り、下記に示す（式 29）としている。

（式 29）

$$\begin{aligned} R_U x &= \operatorname{Re}(R_U x) + j \cdot \operatorname{Im}(R_U x) \\ &= \frac{K_x \cdot N_x \cdot P_x}{2} \cdot A_{dx} \cdot \cos(d_{1x}) + j \cdot \left\{ -\frac{K_x \cdot N_x \cdot P_x}{2} \cdot A_{dx} \cdot \sin(d_{1x}) \right\} \\ &= \frac{K_x \cdot N_x \cdot P_x}{2} \cdot A_{dx} \cdot \{\cos(-d_{1x}) + j \cdot \sin(-d_{1x})\} \end{aligned}$$

15 （式 29）において、 $\operatorname{Re}(R_U x)$  は、補正複素振幅値  $R_U x$  の  
実数部を表し、 $\operatorname{Im}(R_U x)$  は補正複素振幅値  $R_U x$  の虚数部を表す  
。  $K_x$  は測定波数、 $N_x$  は 1 周期の外乱値群の分割数、 $P_x$  は参照値振  
幅、 $A_{dx}$  は外乱値の振幅であり、また、 $j$  は虚数を表し、下記に示す  
（式 30）で定義される。

20 （式 30）

$$j = \sqrt{-1}$$

補正複素振幅値  $R_U x$  の位相  $-d_{1x}$  は、下記に示す（式 31）と  
している。ここで、 $K_x \times N_x \times P_x \times A_{dx} / 2$ （位相が零である正

の実数) が所定の複素振幅値であり、 $\cos(-d1x) + j \sin(-d1x)$  が補正複素値(位相が $-d1x$ )である。

(数式 3 1)

$$-d1x = -\frac{2\pi}{2 \cdot Nx}$$

5 (数式 3 1)において、 $\pi$ は円周率を表す。すべての定数は、応答検出器 3 A の動作前に既知であるため、補正複素振幅値  $RUX$  をあらかじめ計算することができる。

10 次に、利得変更器 4 A では、補正複素振幅値  $RUX$  と、応答検出器 3 A によって検出した検出複素振幅値 ( $SUMRx + j \cdot SUMIx$ ) を用いて、後述する位相補償器 2 A の增幅演算利得  $k gx$  の値の大きさを補正している。具体的には、下記に示す(数式 3 2)を用いて、增幅演算利得  $k gx$  の値を補正した補正增幅演算利得  $k gx'$  を新たに増幅演算利得  $k gx$  の値に変更する。

(数式 3 2)

$$15 k gx' = \frac{k gx}{|Hx|} = \frac{k gx}{\sqrt{\frac{|SUMRx + j \cdot SUMIx|}{|(SUMRx + j \cdot SUMIx) + \{Re(RUX) + j \cdot Im(RUX)\}|}}}$$

$$= \frac{k gx}{\sqrt{\frac{|SUMRx + j \cdot SUMIx|}{|(SUMRx + j \cdot SUMIx) + \frac{Kx \cdot Nx \cdot Px}{2} \cdot Adx \cdot \{\cos(-d1x) + j \cdot \sin(-d1x)\}|}}}$$

(数式 3 2)において、 $|Hx|$  は、測定周波数  $f mx$  におけるトラッキングサーボ系の一巡回達関数の利得であり、下記に示す(数式 3 3)となる。

(数式 3 3)

$$|Hx| = \left| \frac{\text{SUMRx} + j \cdot \text{SUMIx}}{(\text{SUMRx} + j \cdot \text{SUMIx}) + \{\text{Re}(RUX) + j \cdot \text{Im}(RUX)\}} \right|$$

(数式 3 3) における測定周波数  $f_{mx}$  は、下記に示す (数式 3 4) となっている。

(数式 3 4)

5       $f_{mx} = fsx / Nx$

(数式 3 4) において、 $fsx$  はサンプリング周波数、 $Nx$  は分割数を表す。(一実施例では、サンプリング周波数  $fsx$  を 100 kHz とする。この場合、分割数  $Nx$  が 20 であるため、測定周波数  $f_{mx}$  は、5 kHz となる)。

10     すなわち、測定周波数  $f_{mx}$  におけるトラッキングサーボ系の利得  $|Hx|$  を求め、その逆数を增幅演算利得  $k_{gx}$  の値に乗算することによって、増幅演算利得  $k_{gx}$  の値を補正（補正増幅演算利得  $k_{gx}'$  の値に変更）する。これにより、トラッキングサーボ系の利得を測定周波数  $f_{mx}$  で 0 dB (1 倍) に正確に調整することができる。すなわち、ト  
15    ラッキングゲイン調整を行っている。

処理 4 1 2 の動作の後、処理 4 1 3 の動作を行う。処理 4 1 3 では、トラッキングゲイン調整完了フラッグ  $Gcx$  の値を 1 にする ( $Gcx \leftarrow 1$ )。ここで、トラッキングゲイン調整完了フラッグ  $Gcx$  の値を 1 にすることは、利得変更器 4 A の動作が完了し、トラッキングゲイン調整が  
20    完了したことを意味する。その後、処理 4 1 4 の動作を行う。

処理 4 1 4 では、誤差信号  $TOE$  に対して位相補償演算及び増幅演算を行う。具体的には、まず誤差信号  $TOE$  を  $k_{1x}$  倍（ここで  $k_{1x}$  は、正の実数である）した値と変数  $TE_I$  を加算した値を新しい変数  $TE_I$  の値とする ( $TE_I \leftarrow TE_I + TOE \times k_{1x}$ )。また変数  $TE_I$  の値を  $k_{2x}$  倍（ここで  $k_{2x}$  は、正の実数である）した値と誤

差信号 T<sub>O</sub>E を k<sub>3</sub>x 倍（ここで k<sub>3</sub>x は、正の実数である）した値と  
を加算した値から、後述する変数 T<sub>E</sub>1 の値を k<sub>4</sub>x 倍（ここで k<sub>4</sub>x  
は、k<sub>3</sub>x よりも小さい正の実数である）した値を減算した値に増幅演  
算利得 k<sub>g</sub>x の値を乗算し、その値を変数 T<sub>D</sub> の値とする [T<sub>D</sub> ← (T  
5 E\_I × k<sub>2</sub>x + T<sub>O</sub>E × k<sub>3</sub>x - T<sub>E</sub>1 × k<sub>4</sub>x) × k<sub>g</sub>x]。さらに  
誤差信号 T<sub>E</sub>D の値を変数 T<sub>E</sub>1 の新しい値とする (T<sub>E</sub>1 ← T<sub>E</sub>D)  
。その後、処理 4 1 5 の動作を行う。

この演算を行うことにより、誤差信号 T<sub>O</sub>E の位相補償及び増幅が行  
われ、その結果が変数 T<sub>D</sub> の値となる。ここで、処理 4 1 4 は、位相補  
10 償器 2A における処理に相当する。

処理 4 1 5 では、変数 T<sub>D</sub> の内容を演算装置 103A の駆動出力部 1  
0 6A に出力し、変数 T<sub>D</sub> の値に比例した駆動信号 T<sub>O</sub>D に変換する。  
その後、処理 4 1 6 の動作を行う。

処理 4 1 6 では、所定時間の遅延処理を行う。すなわち、あらかじめ  
15 決められたサンプリング周波数 f<sub>s</sub>x で誤差入力部 104A や駆動出力  
部 106A の動作が行われるように遅延動作を行う。その後、処理 4 0  
2 の動作へ戻る。

処理 4 1 7 では、トラッキング誤差値 T<sub>E</sub>D の値を、誤差信号 T<sub>O</sub>E  
とする (T<sub>O</sub>E ← T<sub>E</sub>D)。その後、処理 4 1 4 の動作を行う。すなわち  
20 、処理 4 1 3 でトラッキングゲイン調整完了フラッグ G<sub>C</sub>x の値に 1 が  
設定された後は、処理 4 0 3 の動作により、処理 4 1 7 の動作が誤差入  
力部 104A の動作毎に行われる。すなわち、利得変更器 4A の動作が  
終了した次のサンプリングタイミングの後は、処理 4 0 4 から処理 4 1  
3 の動作が行われず、処理 4 1 7 の処理が行われる。

25 以上、センサ 101A と誤差信号合成器 102A と演算装置 103A  
とトラッキングアクチュエータ 109A と駆動回路 108A とによって

トラッキング制御装置が構成され、演算装置 103A は、誤差入力部 104A と外乱加算器 1A と位相補償器 2A と駆動出力部 106A と応答検出器 3A と利得変更器 4A とによって構成されている。

5 このように構成されたトラッキング制御装置によれば、トラッキングサーボ系の利得を、分割数  $N_x$  の値に依らず、正確に調整することができる。具体的には、利得変更処理 412 の動作により、トラッキングサーボ系の利得を測定周波数  $f_{mx}$  で 0 dB (1 倍) となるように位相補償処理 414において增幅演算利得  $k_{gx}$  が調整される。以下、このことについて詳しく説明する。

10 実施の形態 4 では、利得変更処理 412 (利得変更器 4A の動作) により、トラッキングサーボ系の利得を所望の値に調整している。以下、利得変更処理 412 を中心に、トラッキングサーボ系の利得が所望の値に調整されることを詳しく説明する。

15 利得変更処理 412 では、前述したように、(式 31) に示す位相を持つ補正複素振幅値  $R_{UX}$  と検出複素振幅値 ( $SUM R_x + j \cdot SUM I_x$ ) とを用いて、增幅演算利得  $k_{gx}$  を変化させている。これにより、トラッキングゲイン調整を行っている。ここで、トラッキングゲイン調整とは、トラッキングサーボ系の利得が測定周波数  $f_{mx}$  で 0 dB (0 dB は 1 倍を意味する) になることを意味する。

20 利得変更処理 412 では、前述した (式 32) を用いて增幅演算利得  $k_{gx}$  を更新している。ここで、 $|H_x|$  が測定周波数  $f_{mx}$  におけるトラッキングサーボ系の一巡伝達関数の利得であることについて詳しく説明する。

25 まず、参照値テーブルポインタ  $SC_x$  が  $SC_x$  の時、外乱加算処理 407において加算される外乱値  $TADD$  は、前述した (式 27) によって示される。また、(式 27) によって示される外乱値  $TADD$  に対

するトラッキングサーボ系の応答  $Y_x [SCx]$  は、トラッキングサーボ系の線形成が成り立つ範囲で、下記に示す（数式 3 5）と表現することができる。

（数式 3 5）

$$5 \quad Y_x[SCx] = Rx \cdot \sin\left(\frac{2\pi}{Nx} \times SCx + \theta_x\right)$$

（数式 3 5）において、 $R_x$  はトラッキングサーボ系の応答  $Y_x [SCx]$  の振幅を表し、 $\theta_x$  はトラッキングサーボ系の応答  $Y_x$  と第 1 の外乱値群との位相差を表す。

したがって、（数式 2 6）と（数式 3 5）とを用いて、応答検出処理 4 10 0 6 の検出複素振幅値 ( $SUMRx + j \cdot SUMIx$ ) を計算すると、検出複素振幅値の実数部  $SUMRx$  は、下記に示す（数式 3 6）となる。また、同様に、検出複素振幅値の虚数部  $SUMIx$  は、下記に示す（数式 3 7）となる。

（数式 3 6）

$$15 \quad \begin{aligned} SUMRx &= \sum_{KCx}^{Kx} \sum_{SCx=0}^{N-1} Y_{x_{KCx}}[SCx] Q_x[SCx] \cong \sum_{KCx}^{Kx} \sum_{SCx=0}^{N-1} Y_{x_{KCx}}[SCx] Q_x[SCx] \\ &= K \sum_{SCx=0}^{N-1} Px \cdot Rx \cdot \sin\left(\frac{2\pi}{Nx} \times SCx + \theta_x\right) \cdot \sin\left(\frac{2\pi}{Nx} \times SCx\right) \\ &= \frac{Kx \cdot Rx \cdot Px}{2} \sum_{SCx=0}^{N-1} \left[ \cos(\theta_x) - \cos\left(2\frac{2\pi}{Nx} \times SCx + \theta_x\right) \right] \\ &= \frac{Kx \cdot Nx \cdot Rx \cdot Px}{2} \cos(\theta_x) = \frac{Kx \cdot Nx \cdot Px}{2} \operatorname{Re}(Y_x) \end{aligned}$$

（数式 3 7）

$$SUMIx = \frac{Kx \cdot Nx \cdot Px}{2} \operatorname{Im}(Y_x)$$

（数式 3 6）及び（数式 3 7）において、 $Y_x$  はトラッキングサーボ

系の応答  $Y_x [S C_x]$  の複素振幅であり、 $Re(Y_x)$  は応答  $Y_x$  の実数部を表し、 $Im(Y_x)$  は応答  $Y_x$  の虚数部を表す。なお、 $Y_{x_{KC}} [S C_x]$  は、波数カウンタ  $K_C x$  の値ごと（1周期ごと）のトラッキングサーボ系の応答を表す。

5 実施の形態4では、応答検出処理405において検出複素振幅値を演算する際、第1の外乱値群の周期の  $K_x$  倍 ( $K_x$  は測定波数) の時間だけ積分加算している。これにより、検出複素振幅値  $SUMR_x$  と  $SUMI_x$  とが、それぞれ、より正確に複素振幅  $Y_x$  の実数部と虚数部とに対応した値となる。すなわち、トラッキングサーボ系の応答  $Y_x$  の複素振幅の振幅と位相とを正確に検出することができる。  
10

(数式36) と (数式37) と (数式29) とを (数式33) に代入すると、利得  $|H_x|$  は、下記に示す (数式38) となる。

(数式38)

$$\begin{aligned} |H_x| &= \left| \frac{SUMR_x + j \cdot SUMI_x}{(SUMR_x + j \cdot SUMI_x) + \{Re(RU_x) + j \cdot Im(RU_x)\}} \right| \\ &= \left| \frac{\frac{KxNxPx}{2} Y_x}{\frac{KxNxPx}{2} Y_x + \frac{KxNxPx}{2} \{cos(-d1x) + j \cdot sin(-d1x)\} \cdot Adx} \right| \\ &= \left| \frac{Y_x}{Y_x + \{cos(-d1x) + j \cdot sin(-d1x)\} \cdot Adx} \right| \end{aligned}$$

15 一方、図9にトラッキングサーボ系のブロック線図を示す。図9より、トラッキングサーボ系の外乱値 TADD からトラッキングサーボ系の応答  $Y_x [S C_x]$  までのトラッキングサーボ系の閉ループ特性は、下記に示す (数式39) となる。

(数式39)

$$20 \quad \frac{Y_x}{TA} = Dx \cdot \frac{-Hx}{1 + Hx}$$

(数式 3 9)において、 $T_A$ は参照値テーブルポインタ  $SC_x$  が  $SC_x$  の時の外乱値  $TADD$  の外乱複素振幅値を表し、 $Y_x$  は外乱値  $TADD$  [  $SC_x$  ] に対するトラッキングサーボ系の応答  $Y_x$  [  $SC_x$  ] の応答複素振幅値を表し、 $H_x$  はトラッキングサーボ系の一巡伝達関数を表し、 $D_x$  は外乱値  $TADD$  のトラッキングサーボ系に対する実質的な外乱加算部の伝達関数を表す。

外乱複素振幅値  $T_A$  は、前述した (数式 2 9) より下記に示す (数式 4 0) となる。

(数式 4 0)

$$10 \quad TA = \operatorname{Re}(TA) + j \cdot \operatorname{Im}(TA) = Adx$$

さらに、(数式 3 9) と (数式 4 0) とにより下記に示す (数式 4 1) が得られる。

(数式 4 1)

$$Hx = -\frac{Yx}{Yx + Dx \cdot Adx}$$

15 (数式 3 8) と (数式 4 1) とを比較すると、 $|H_x|$  が測定周波数  $f_{mx}$  におけるトラッキングサーボ系の一巡伝達関数の利得であることが分かる。

最後に、加算部の伝達関数  $D_x$  について説明する。図 1 0 に、外乱値  $TADD$  の出力値の様子を示す。縦軸は外乱値  $TADD$  の値を示し、横軸は参照値テーブルポインタ  $SC_x$  の値を示す。図 1 0 に示すように外乱値  $TADD$  は 1 サンプルタイミング毎に (参照値テーブルポインタ  $SC_x$  の値が変化する毎に) 外乱値  $TADD$  の値が変化する階段状の出力値となる。図 1 0 において、波形  $TADD$  が順次に出力される外乱値  $TADD$  の波形 (第 1 の外乱値群の波形) である。すなわち、1 サンプル 20 タイミング毎に正弦波値 (図 1 0 において、正弦波値は波形  $W3$  (外乱 25

生成関数) によって示す) がサンプリングされ、0次ホールドされた波形となる。このようなサンプリングと0次ホールドを行う処理の伝達関数は、下記に示す(式42)となる。

(式42)

$$5 \quad \frac{1 - \exp\left(-j \cdot 2\pi \cdot \frac{f_{mx}}{fs_x}\right)}{j \cdot 2\pi \cdot \frac{f_{mx}}{fs_x}} = \frac{1 - \exp\left(-j \cdot 2\pi \cdot \frac{1}{N_x}\right)}{j \cdot 2\pi \cdot \frac{f_{mx}}{fs_x}} = \exp\left(-j \frac{2\pi}{2N_x}\right) \frac{\sin\left(\frac{2\pi}{2N_x}\right)}{\frac{2\pi}{2N_x}}$$

(式42)において、 $f_{mx}$ は測定周波数、 $fs_x$ はサンプリング周波数、 $N_x$ は分割数を表す。

以上より、第1の外乱値群のトラッキングサーボ系に対する実質的な加算部の伝達関数 $D_x$ は、前述した(式42)で表される。すなわち  
10 (式43)となる。

(式43)

$$D_x = \exp\left(-j \frac{2\pi}{2N_x}\right) \frac{\sin\left(\frac{2\pi}{2N_x}\right)}{\frac{2\pi}{2N_x}} \approx \exp\left(-j \frac{2\pi}{2N_x}\right) = \cos(-d1x) + j \cdot \sin(-d1x)$$

ここで、実施の形態4において併記した一実施例では、第1の外乱値群の分割数 $N_x$ を20としているため、下記に示す(式44)が成立  
15 する。

(式44)

$$\frac{\sin\left(\frac{2\pi}{2N_x}\right)}{\frac{2\pi}{2N_x}} = 0.996$$

図10に示す波形W4は、波形W3に比べて、位相が $2\pi/N/2$ 遅れた波形を示す。また、図5から、波形TADD(第1の外乱値群)が  
20 略 $2\pi/N/2$ の位相遅れを持つことも分かる。

以上より、外乱加算部 1 A の伝達関数が加算部の伝達関数  $D_x$  となることが分かる。これにより、測定周波数  $f_{mx}$  におけるトラッキングサーボ系の利得  $|H_x|$  は、前述した（数式 3 3）となることがわかる。さらに、（数式 3 2）により増幅演算利得  $k_g x$  が所望の値に補正され、  
5 トランシーバーの利得が測定周波数  $f_{mx}$  で 0 dB (1 倍) に正確に調整できることがわかる。

このように、トラッキングサーボ系の利得が測定周波数  $f_{mx}$  で 0 dB (1 倍) に正確に調整できることは、利得変更処理 4 1 2 の補正複素振幅値  $R_U x$  の位相を（数式 3 1）のように設定していることに依る。  
10 また、（数式 3 1）は、前述した説明により、外乱値  $T_{ADD}$  からなる第 1 の外乱値群のトラッキングサーボ系への実質的な位相に対応していることも分かる。

また、実施の形態 4 では、外乱値  $T_{ADD}$  のトラッキングサーボ系への実質的な位相に応じて、利得変更処理 4 1 2 の補正複素振幅値  $R_U x$  の位相を変化させているため、分割数  $N_x$  が小さくなっても、精度良くトラッキングサーボ系の利得を測定周波数  $f_{mx}$  で 0 dB (1 倍) に正確に調整することができる。

さらに、分割数  $N_x$  を変更することにより、測定周波数  $f_{mx}$  が変更できるため、トラッキングサーボ系の利得を所望の値に調整することができる。  
20

#### （実施の形態 5）

実施の形態 5 では、本発明のトラッキング制御装置の他の一実施形態について説明する。実施の形態 5 では、利得変更処理（利得変更部）の動作を除く構成は、前述した実施の形態 1 と同じであるため、説明を省略する。  
25

実施の形態 5 に係る利得変更処理では、所定の複素振幅値  $R_{U2x}$  を下記に示す（数式 4 5）とする。

（数式 4 5）

$$R_{U2x} = \operatorname{Re}(R_{U2x}) + j \cdot \operatorname{Im}(R_{U2x}) = \frac{K_x \cdot N_x \cdot P_x}{2} \cdot A_{dx}$$

5 （数式 4 5）において、 $\operatorname{Re}(R_{U2x})$  は所定の複素振幅値  $R_{U2x}$  の実数部を表し、 $\operatorname{Im}(R_{U2x})$  は所定の複素振幅値  $R_{U2x}$  の虚数部を表す。さらに、 $K_x$  は測定波数、 $N_x$  は分割数、 $P_x$  は参照値振幅、 $A_{dx}$  は第 1 の外乱値群の振幅である。

さらに、補正複素値  $C_{Ux}$  を下記に示す（数式 4 6）とする。

10 （数式 4 6）

$$C_{Ux} = \cos(d2x) + j \sin(d2x)$$

ここで、所定の複素振幅値  $R_{U2}$  の位相は 0 であり、補正複素値  $C_U$  との位相は、 $d_2$  となっている。この位相  $d_2x$  は、前述した（数式 3 1）に示した実施の形態 4 の位相  $-d_1x$  と逆位相 ( $2\pi/2/N$ ) で 15 あり、外乱値 TADD からなる第 1 の外乱値群のトラッキングサーボ系に対する実質的な逆位相になっている。

利得変更処理では、増幅演算部利得  $k_{gx}$  を下記に示す（数式 4 7）によって補正する。

（数式 4 7）

20

$$k_{gx}' = \frac{k_{gx}}{|H_x|} = \frac{k_{gx}}{\sqrt{\frac{(\operatorname{SUMRx} + j \cdot \operatorname{SUMIx}) \cdot \{\cos(d2x) + j \sin(d2x)\}}{(\operatorname{SUMRx} + j \cdot \operatorname{SUMIx}) \cdot \{\cos(d2x) + j \sin(d2x)\} + \frac{K_x \cdot N_x \cdot P_x}{2} \cdot A_{dx}}}}$$

すなわち、測定周波数  $f_{mx}$  におけるトラッキングサーボ系の利得  $|H_x|$  を求め、その逆数を増幅演算利得  $k_{gx}$  に乗算することにより、

増幅演算利得  $k_g x$  を補正（補正増幅演算利得  $k_g x'$  に変更）する。これにより、トラッキングサーボ系の利得を測定周波数  $f_m x$  で  $0 \text{ dB}$  (1倍) に正確に調整することができる。

- (数式47) からトラッキングサーボ系の利得  $|H_x|$  を抜き出すと  
5 、下記に示す(数式48)となる。

(数式48)

$$|H_x| = \sqrt{\frac{(SUMR_x + j \cdot SUMI_x) \cdot \{\cos(d2x) + j \sin(d2x)\}}{(SUMR_x + j \cdot SUMI_x) \cdot \{\cos(d2x) + j \sin(d2x)\} + \frac{K_x \cdot N_x \cdot P_x}{2} \cdot A_{dx}}}$$

以上より、(数式48)は、前述した(数式33)と等価であることが分かる。

- 10 したがって、実施の形態5では、検出複素振幅値を補正複素値  $C_U x$  によって補正することにより、分割数  $N_x$  が小さくなっても、精度良くトラッキングサーボ系の利得を測定周波数  $f_m x$  で  $0 \text{ dB}$  (1倍) に正確に調整することができる。

- 15 さらに、実施の形態5の構成は、前述した実施の形態4の効果に加えて、利得変更処理（利得変更部の動作）で用いる所定の複素振幅値を実数値（位相が0）としている。これにより、あらかじめ記憶しておく容量を少なくしている。

(実施の形態6)

- 20 実施の形態6では、本発明に係るトラッキング制御装置のさらに他の一実施形態について説明する。実施の形態6では、利得変更処理（利得変更部の動作）を除く構成は前述した実施の形態4と同じであるため、説明を省略する。

前述した実施の形態4及び実施の形態5では、演算装置103A（図

6 参照) における演算時間に依存した位相のずれは考慮していないが、実施の形態 6 では、演算時間に依存した位相のずれを考慮して、更に高精度でトラッキングサーボ系の利得を調整する。すなわち、上記の(数式 4 8) における位相  $d_{2x}$  に代えて、下記の(数式 4 9) で示す位相 5  $d_{3x}$  を用いる。その他の利得変更処理の構成及び動作は、前述した実施の形態 4 及び実施の形態 5 の利得変更処理と同じであるため、説明を省略する。

(数式 4 9)

$$d_{3x} = \frac{2\pi}{2 \cdot Nx} + 2\pi \cdot fmx \cdot Tdx$$

- 10 (数式 4 9)において、 $fmx$  は測定周波数、 $Tdx$  は誤差入力部 104A の入力動作から駆動出力部 106A の出力動作までの演算時間(演算手段の演算時間)  $Tdx$  を表す。すなわち、(数式 4 9) の位相  $d_{3x}$  は、 $2\pi/Nx/2$  と  $2\pi \times fmx \times Tdx$  とを加算した値となっている。演算時間  $Tdx$  は、駆動出力部 106A の出力動作が誤差入力部 15 104A の入力動作よりもどれだけ時間的に遅れて実行されたかを示すものである。なお、この場合、所定の複素振幅値 ( $\beta$ ) が  $Kx \cdot Nx \cdot Px \cdot Adx / 2 \cdot \{ \cos(-2\pi \times fmx \times Tdx) + j \sin(-2\pi \times fmx \times Tdx) \}$  であり、補正複素値 ( $\gamma$ ) が  $\{\cos(2\pi/Nx/2) + j \sin(2\pi/Nx/2)\}$  である場合に相当している。
- 20 このように構成することにより、演算時間  $Tdx$  による位相のずれ ( $-2\pi \times fmx \times Tdx$ ) が前述した(数式 3 1) の位相  $d_{1x}$  に比べて無視できない程度に大きくなっても、トラッキングサーボ系の利得が測定周波数  $fmx$  で 0dB(1倍) により正確に調整できる。以下、このことについて詳しく説明する。
- 25 まず、演算時間  $Tdx$  による位相のずれが前述した(数式 3 1) によ

つて示される位相に比べて、無視できる程度に小さい場合には、前述した実施の形態 4 及び実施の形態 5 で用いた第 1 の外乱値群の位相である（数 3 1）の値と（数式 4 9）の値とがほぼ等しくなるため、トラッキングサーボ系の利得が測定周波数  $f_{mx}$  で 0 dB (1 倍) に調整できる  
5 ことがわかる。

次に、演算時間  $T_{dx}$  が前述した（数 3 1）によって示される位相値に比べて、無視できない程度に大きい場合について説明する。

この場合、演算時間  $T_{dx}$  に依存する位相のずれは、前述した（数式 3 1）によって示される位相に対して加算される。演算時間  $T_{dx}$  による位相のずれ  $T_{px}$  は、トラッキングサーボ系の利得が測定周波数  $f_{mx}$  に対しては、下記に示す（数式 5 0）となる。  
10

(数式 5 0)

$$TPx = 2\pi \cdot f_{mx} \cdot T_{dx}$$

以上より、（数式 5 0）と（数式 3 1）とを加算することにより（数式 4 9）が得られる。  
15

実施の形態 6 では、利得変更処理の動作により、演算時間  $T_d$  が（数式 3 1）で示される位相に比べて、無視できない程度に大きい場合でも、（数式 4 9）に示すようにその影響を考慮して、増幅演算利得  $k_{gx}$  の演算を行っているため、トラッキングサーボ系の利得が測定周波数  $f_{mx}$  で 0 dB (1 倍) により正確に調整できる。  
20

なお、本実施の形態 6 では、トラッキングサーボ系の利得  $|H_x|$  を算出するために、所定の複素振幅値 ( $\beta$ ) の位相部分と補正複素値とを予め演算した値（複素利得  $H_x$  の分母及び分子に所定の複素振幅値と共に複素値を乗算した値）を用いたが、他の演算方法により算出されてもよく、本発明は実施の形態 6 の演算方法に限定されるものではない。  
25

また、位相補償処理は、図 7 に示された位相補償器 2A における処理

414に限定されるものではなく、トラッキングサーボ系の位相を補償する動作を行うものであれば良い。図7に示された位相補償器2Aと異なる構成の位相補償器を設けたとしても、本発明に含まれる。

また、上記の実施の形態4～6では、外乱値を1サンプル毎に出力しているが、これを複数サンプル毎に出力するように構成してもよく、このように変更しても本発明に含まれる。

さらに、上記の実施の形態4～6のデジタル回路で構成した部分をアナログ回路で構成することや、アナログ回路で構成した部分をデジタル回路で構成することなど、様々な変更が考えられる。このように変更を行っても本発明に含まれることは言うまでもない。

以上のように実施の形態4～6によれば、利得変更器4の動作により、精度良くトラッキング制御装置のループゲイン特性を調整することができる。特に、分割数Nが小さい場合であっても、精度良くトラッキング制御装置のループゲイン特性を調整することができる。すなわち、利得変更処理において、利得変更処理の補正複素値の位相を第1の外乱値の位相に応じた値にし、補正複素値によって検出複素振幅値又は所定の複素振幅値を補正することにより、精度良くループゲイン特性を調整している。

特に、トラッキングサーボ系の広帯域化と演算装置の省電力化とを目的とした動作クロックの低下により、分割数Nxはますます小さくなる傾向にある。このような場合でも、本実施の形態に係るトラッキング制御装置を用いることにより、精度良くループゲイン特性を調整することが可能である。

## 25 産業上の利用可能性

本発明のフォーカス制御装置およびトラッキング制御装置は、半導体

レーザ等のレーザ光を用いて光ディスクに情報の記録や再生を行う光ディスク装置に用いるフォーカス制御装置およびトラッキング制御装置として有用である。

## 請求の範囲

1. 光ディスクからの反射光を受光し、複数個のセンサ信号を出力するセンサ手段と、
  - 5 前記複数個のセンサ信号を演算合成してフォーカス誤差信号を生成する誤差信号合成手段と、

前記フォーカス誤差信号に基づいてフォーカス誤差値群を生成する誤差入力部、前記誤差入力部で生成された前記フォーカス誤差値群に周期性を有する第1の外乱値群を加えて出力する外乱加算部、前記外乱加算部の出力に少なくとも位相補償演算と增幅演算利得に応じた増幅演算を行って駆動値群を生成する位相補償部、前記駆動値群に基づいて駆動信号を生成する駆動出力部、前記誤差入力部で生成された前記フォーカス誤差値群と、前記第1の外乱値群と同一の周期性を有する第2の外乱値群と、前記第2の外乱値群と同一の周期性を有し、前記第2の外乱値群と位相の異なる第3の外乱値群とに基づいて検出複素振幅値を検出する応答検出部、及び、前記増幅演算利得を変更する利得変更部を有する演算手段と、

前記駆動信号に実質的に比例した駆動電流を出力する駆動手段と、前記駆動電流に応じて対物レンズを駆動するフォーカスアクチュエータとを含むフォーカス制御装置であって、

前記利得変更部が、前記検出複素振幅値と所定の複素振幅値と前記所定の複素振幅値を補正する補正複素値とに基づいて前記増幅演算利得を変更し、

前記補正複素値の位相が、前記外乱加算部における前記第1の外乱値群の位相と実質的に同一であることを特徴とするフォーカス制御装置。
2. 前記検出複素振幅値を  $\alpha$ 、前記所定の複素振幅値を  $\beta$ 、前記補正

複素値を $\gamma$ としたとき、

前記利得変更部は、 $| \alpha / (\alpha + \beta \times \gamma) |$ の値に基づいて前記增幅演算利得を変更する請求項1に記載のフォーカス制御装置。

3. 前記第1の外乱値群の1周期を構成する数値群は、時間的に実質的に均等に分割されたN個の外乱値からなり、

前記補正複素数値の位相が、実質的に $-2\pi/N/2$ であり、

前記所定の複素振幅値の位相が、実質的に0である請求項2に記載のフォーカス制御装置。

4. 前記補正複素値の位相が、実質的に $-2\pi/N/2$ であり、

- 10 前記第1の外乱値群の周波数を $f_m$ とし、前記フォーカス誤差信号から前記駆動信号を生成する前記演算手段における処理時間を $T_d$ としたとき、前記所定の複素振幅値の位相が $-2\pi \times f_m \times T_d$ である請求項2に記載のフォーカス制御装置。

- 15 5. 光ディスクからの反射光を受光し、複数個のセンサ信号を出力するセンサ手段と、

前記複数個のセンサ信号を演算合成してフォーカス誤差信号を生成する誤差信号合成手段と、

- 前記フォーカス誤差信号に基づいてフォーカス誤差値群を生成する誤差入力部、前記誤差入力部で生成された前記フォーカス誤差値群に周期性を有する第1の外乱値群を加えて出力する外乱加算部、前記外乱加算部の出力に少なくとも位相補償演算と增幅演算利得に応じた増幅演算を行って駆動値群を生成する位相補償部、前記駆動値群に基づいて駆動信号を生成する駆動出力部、前記誤差入力部で生成された前記フォーカス誤差値群と、前記第1の外乱値群と同一の周期性を有する第2の外乱値群と、前記第2の外乱値群と同一の周期性を有し、前記第2の外乱値群と位相の異なる第3の外乱値群とに基づいて検出複素振幅値を検出す

る応答検出部、及び、前記增幅演算利得を変更する利得変更部を有する演算手段と、

前記駆動信号に略比例した駆動電流を出力する駆動手段と、

前記駆動電流に応じて対物レンズを駆動するフォーカスアクチュエータとを含むフォーカス制御装置であって、  
5

前記利得変更部が、前記検出複素振幅値と所定の複素振幅値と前記検出複素振幅値を補正する補正複素値とに基づいて前記增幅演算利得を変更し、

前記補正複素値の位相が、前記外乱加算部における前記第1の外乱値  
10 群の逆位相と実質的に同一であることを特徴とするフォーカス制御装置。  
。

6. 前記検出複素振幅値を  $\alpha$ 、前記所定の複素振幅値を  $\beta$ 、前記補正複素値を  $\gamma$ としたとき、

前記利得変更部は、 $| \alpha \times \gamma / (\alpha \times \gamma + \beta) |$  の値に基づいて前記  
15 増幅演算利得を変更する請求項5に記載のフォーカス制御装置。

7. 前記第1の外乱値群の1周期を構成する数値群は、時間的に実質的に均等に分割されたN個の外乱値からなり、

前記補正複素値の位相が、実質的に  $2\pi/N/2$  であり、

前記所定の複素振幅値が、実質的に0である請求項6に記載のフォー  
20 カス制御装置。

8. 前記補正複素値の位相が、実質的に  $2\pi/N/2$  であり、

前記第1の外乱値群の周波数を  $f_m$  とし、前記フォーカス誤差信号から前記駆動信号を生成する前記演算手段における処理時間を  $T_d$  としたとき、前記所定の複素振幅値の位相が、実質的に  $-2\pi \times f_m \times T_d$  である請求項6に記載のフォーカス制御装置。  
25

9. 前記第1の外乱値群の1周期を構成する数値群は、時間的に実質

的に均等に分割されたN個の外乱値からなり、

前記N個の外乱値を記憶する記憶部を更に有する請求項1又は5に記載のフォーカス制御装置。

10. 前記第2の外乱値群の位相が、前記第1の外乱値群の位相と実質的に同一であり、

前記第3の外乱値群の位相が、前記第2の外乱値群の位相と実質的に $\pi/2$ だけ異なる請求項1又は5に記載のフォーカス制御装置。

11. 前記応答検出部は、前記第1の外乱値群の周期の整数倍の時間の間に入力された複数のフォーカス誤差値を参照して前記検出複素振幅値を検出する請求項1又は5に記載のフォーカス制御装置。

12. 前記第1の外乱値群の1周期を構成する数値群は、時間的に実質的に均等に分割された4の整数倍の個数の外乱値からなる請求項1又は5に記載のフォーカス制御装置。

13. 光ディスクからの反射光を受光し、複数個のセンサ信号を出力するセンサ手段と、

前記複数個のセンサ信号を演算合成してトラッキング誤差信号を生成する誤差信号合成手段と、

前記トラッキング誤差信号に基づいてトラッキング誤差値群を生成する誤差入力部、前記誤差入力部で生成された前記トラッキング誤差値群に周期性を有する第1の外乱値群を加えて出力する外乱加算部、前記外乱加算部の出力に少なくとも位相補償演算と增幅演算利得に応じた増幅演算とを行って駆動値群を生成する位相補償部、前記駆動値群に基づいて駆動信号を生成する駆動出力部、前記誤差入力部で生成された前記トラッキング誤差値群と、前記第1の外乱値群と同一の周期性を有する第2の外乱値群と、前記第2の外乱値群と同一の周期性を有し、前記第2の外乱値群と位相の異なる第3の外乱値群とに基づいて検出複素振幅値

を検出する応答検出部、及び、前記增幅演算利得を変更する利得変更部を有する演算手段と、

前記駆動信号に実質的に比例した駆動電流を出力する駆動手段と、

前記駆動電流に応じて対物レンズを駆動するトラッキングアクチュエ

5 ターとを含むトラッキング制御装置であって、

前記利得変更部が、前記検出複素振幅値と所定の複素振幅値と前記所定の複素振幅値を補正する補正複素値とに基づいて前記增幅演算利得を変更し、

前記補正複素値の位相が、前記外乱加算部における前記第1の外乱値  
10 群の位相と実質的に同一であることを特徴とするトラッキング制御装置  
。

14. 前記検出複素振幅値を $\alpha$ 、前記所定の複素振幅値を $\beta$ 、前記補正複素値を $\gamma$ としたとき、

前記利得変更部は、 $|\alpha / (\alpha + \beta \times \gamma)|$ の値に基づいて前記增幅演算利得を変更する請求項13に記載のトラッキング制御装置。  
15

15. 前記第1の外乱値群の1周期を構成する数値群は、時間的に実質的に均等に分割されたN個の外乱値からなり、

前記補正複素数値の位相が、実質的に $-2\pi/N/2$ であり、

前記所定の複素振幅値の位相が、実質的に0である請求項14に記載  
20 のトラッキング制御装置。

16. 前記補正複素値の位相が、実質的に $-2\pi/N/2$ であり、

前記第1の外乱値群の周波数を $f_m$ とし、前記トラッキング誤差信号から前記駆動信号を生成する前記演算手段における処理時間を $T_d$ としたとき、前記所定の複素振幅値の位相が $-2\pi \times f_m \times T_d$ である請求  
25 項14に記載のトラッキング制御装置。

17. 光ディスクからの反射光を受光し、複数個のセンサ信号を出力

するセンサ手段と、

前記複数個のセンサ信号を演算合成してトラッキング誤差信号を生成する誤差信号合成手段と、

- 前記トラッキング誤差信号に基づいてトラッキング誤差値群を生成する誤差入力部、前記誤差入力部で生成された前記トラッキング誤差値群に周期性を有する第1の外乱値群を加えて出力する外乱加算部、前記外乱加算部の出力に少なくとも位相補償演算と増幅演算利得に応じた増幅演算とを行って駆動値群を生成する位相補償部、前記駆動値群に基づいて駆動信号を生成する駆動出力部、前記誤差入力部で生成された前記トラッキング誤差値群と、前記第1の外乱値群と同一の周期性を有する第2の外乱値群と、前記第2の外乱値群と同一の周期性を有し、前記第2の外乱値群と位相の異なる第3の外乱値群とにに基づいて検出複素振幅値を検出する応答検出部、及び、前記増幅演算利得を変更する利得変更部を有する演算手段と、

- 前記駆動信号に略比例した駆動電流を出力する駆動手段と、

前記駆動電流に応じて対物レンズを駆動するトラッキングアクチュエータとを含むトラッキング制御装置であって、

前記利得変更部が、前記検出複素振幅値と所定の複素振幅値と前記検出複素振幅値を補正する補正複素値とにに基づいて前記増幅演算利得を変更し、

前記補正複素値の位相が、前記外乱加算部における前記第1の外乱値群の逆位相と実質的に同一であることを特徴とするトラッキング制御装置。

18. 前記検出複素振幅値を $\alpha$ 、前記所定の複素振幅値を $\beta$ 、前記補正複素値を $\gamma$ としたとき、

前記利得変更部は、 $|\alpha \times \gamma / (\alpha \times \gamma + \beta)|$ の値に基づいて前記

増幅演算利得を変更する請求項 1 7 に記載のトラッキング制御装置。

1 9. 前記第 1 の外乱値群の 1 周期を構成する数値群は、時間的に実質的に均等に分割された N 個の外乱値からなり；

前記補正複素値の位相が、実質的に  $2\pi/N/2$  であり、

5 前記所定の複素振幅値が、実質的に 0 である請求項 1 8 に記載のトラッキング制御装置。

2 0. 前記補正複素値の位相が、実質的に  $2\pi/N/2$  であり、

前記第 1 の外乱値群の周波数を  $f_m$  とし、前記トラッキング誤差信号から前記駆動信号を生成する前記演算手段における処理時間を  $T_d$  としたとき、前記所定の複素振幅値の位相が、実質的に  $-2\pi \times f_m \times T_d$

10 である請求項 1 8 に記載のトラッキング制御装置。

2 1. 前記第 1 の外乱値群の 1 周期を構成する数値群は、時間的に実質的に均等に分割された N 個の外乱値からなり、

前記 N 個の外乱値を記憶する記憶部を更に有する請求項 1 3 又は 1 7  
15 に記載のトラッキング制御装置。

2 2. 前記第 2 の外乱値群の位相が、前記第 1 の外乱値群の位相と実質的に同一であり、

前記第 3 の外乱値群の位相が、前記第 2 の外乱値群の位相と実質的に  $\pi/2$  だけ異なる請求項 1 3 又は 1 7 に記載のトラッキング制御装置。

2 0 2 3. 前記応答検出部は、前記第 1 の外乱値群の周期の整数倍の時間の間に入力された複数のトラッキング誤差値を参照して前記検出複素振幅値を検出する請求項 1 3 又は 1 7 に記載のトラッキング制御装置。

2 4. 前記第 1 の外乱値群の 1 周期を構成する数値群は、時間的に実質的に均等に分割された 4 の整数倍の個数の外乱値からなる請求項 1 3  
25 又は 1 7 に記載のトラッキング制御装置。

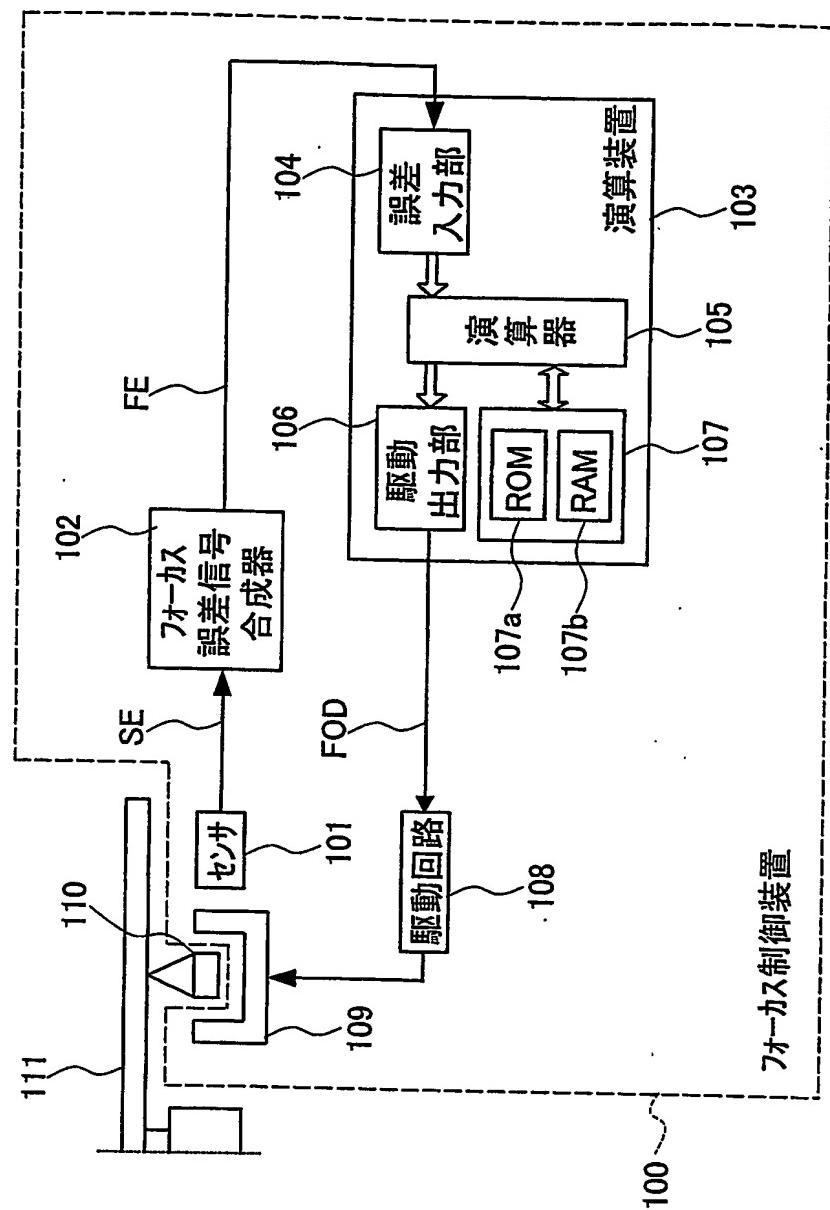


FIG.1

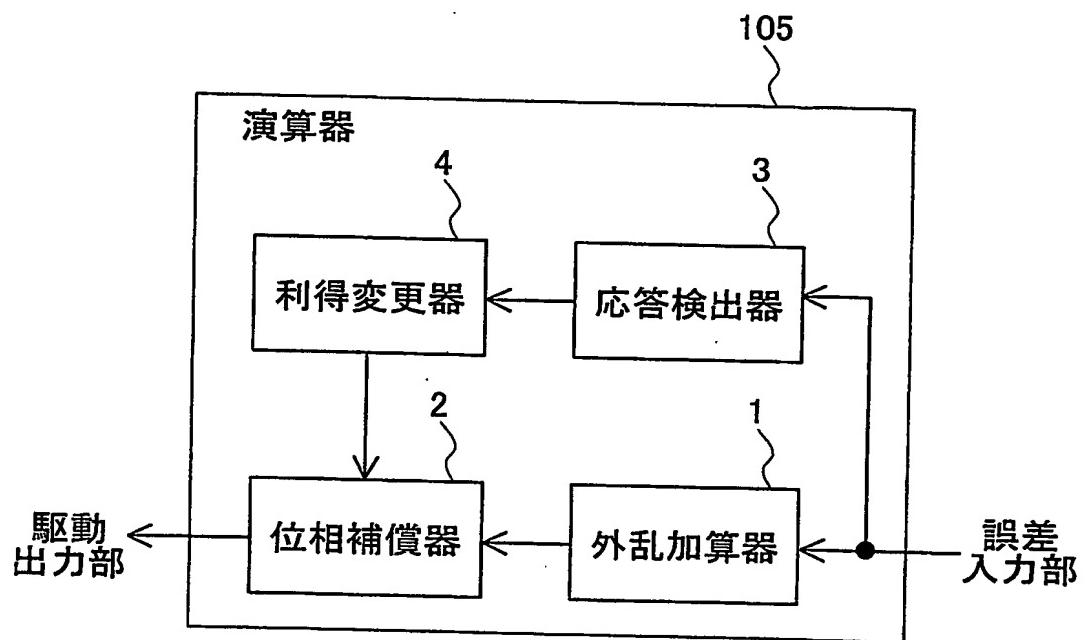
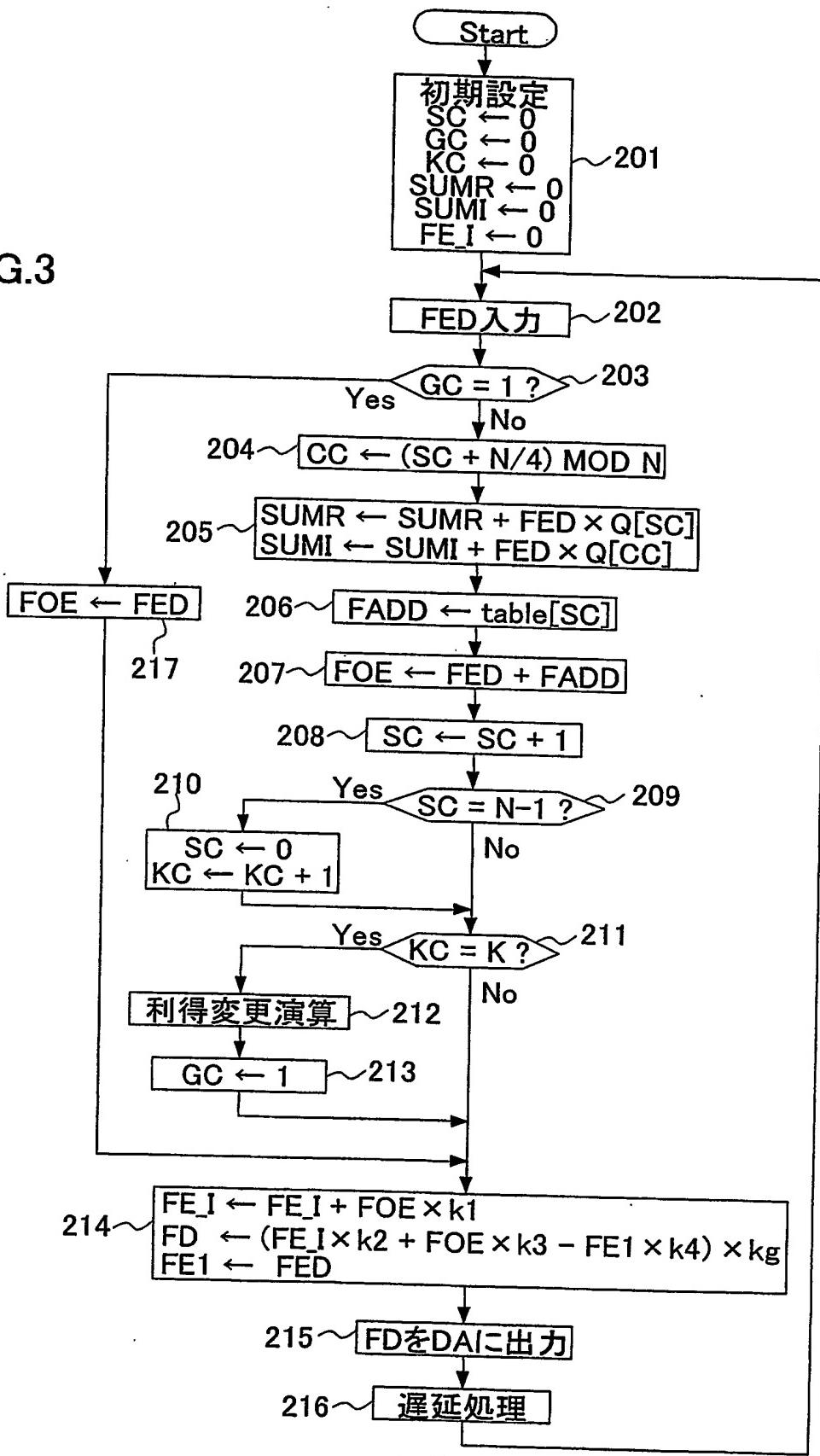


FIG.2

FIG.3



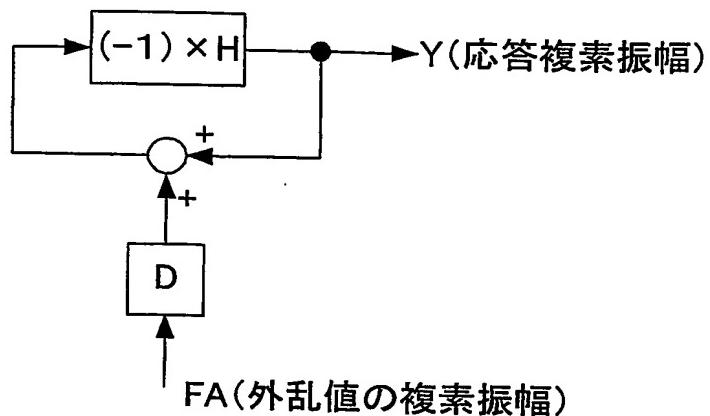


FIG.4

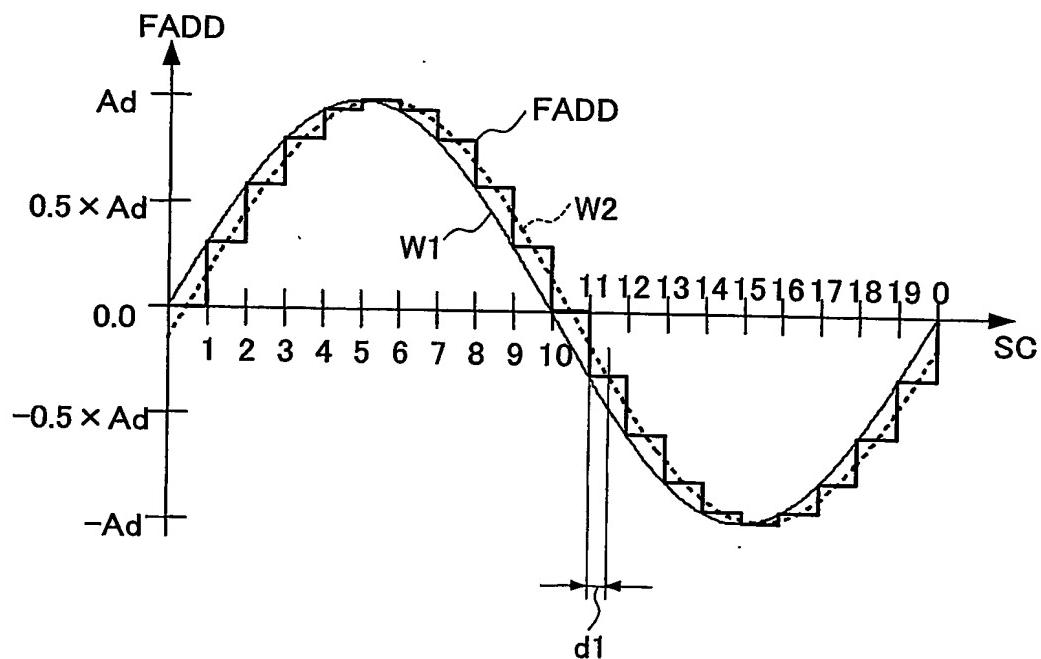


FIG.5

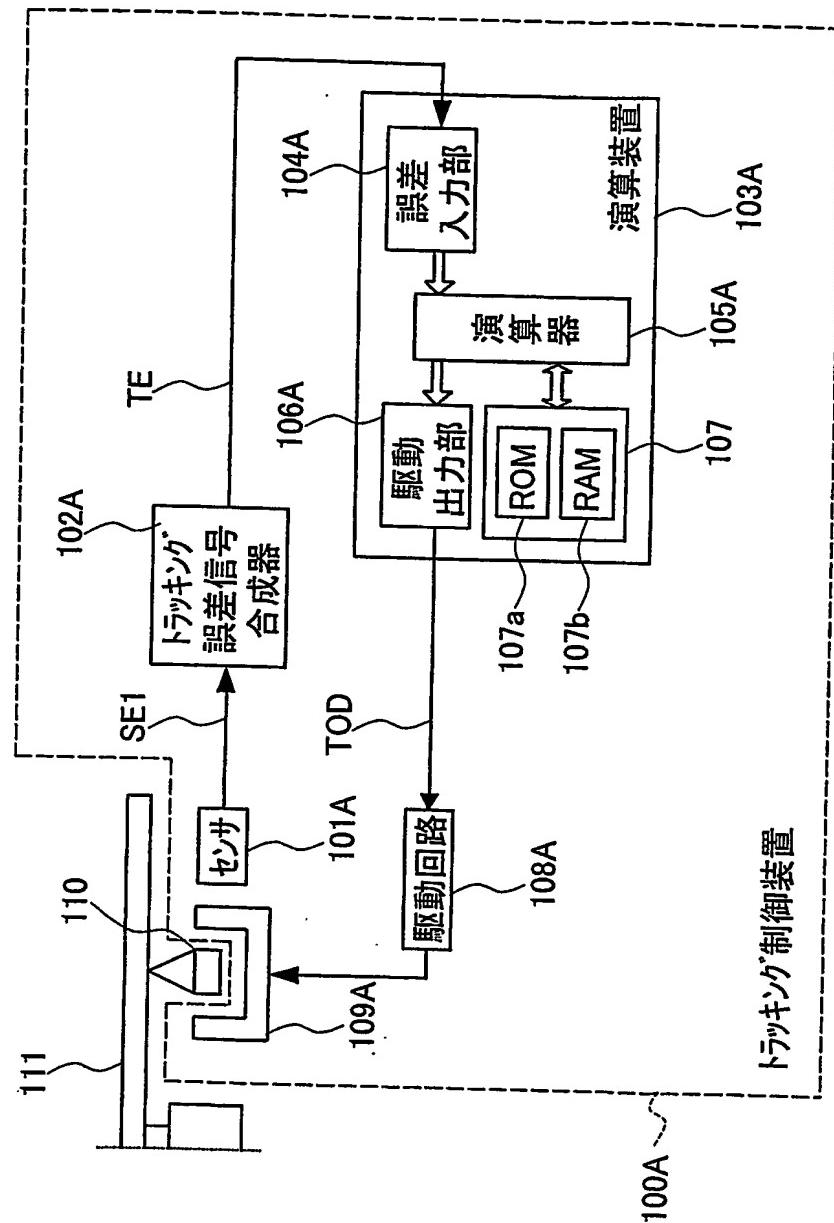


FIG.6

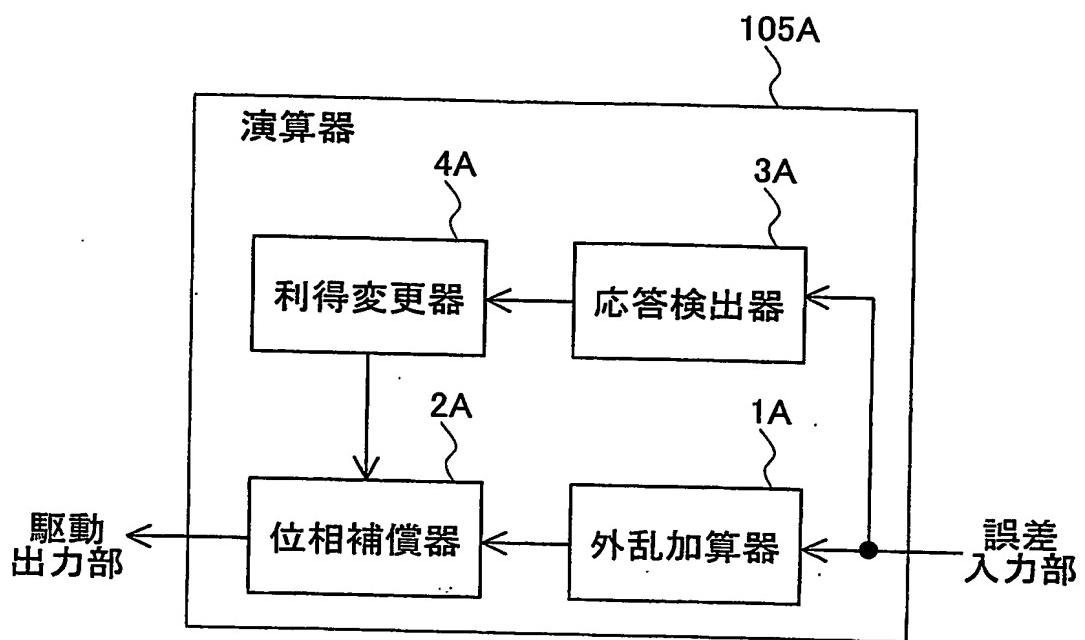
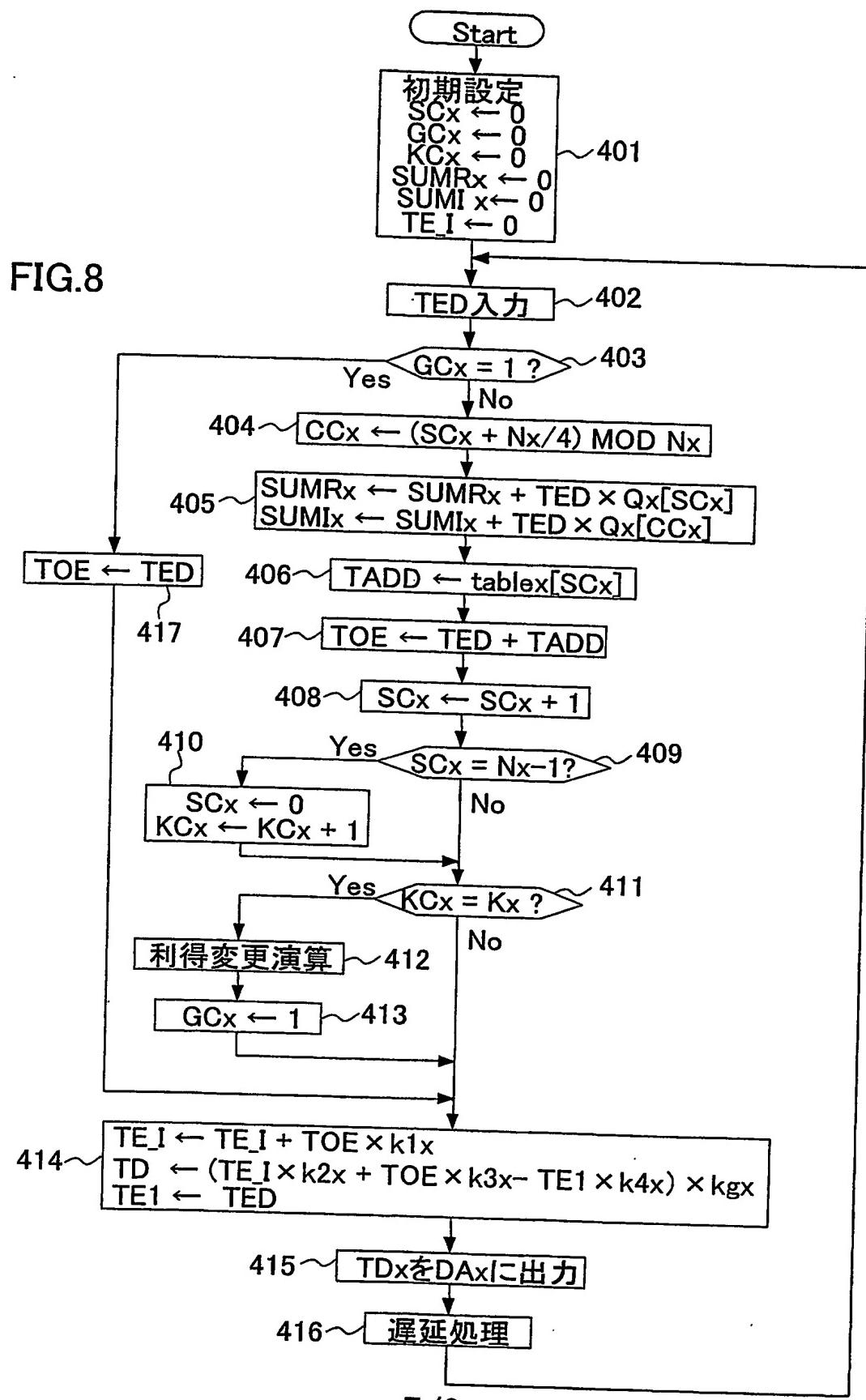


FIG.7



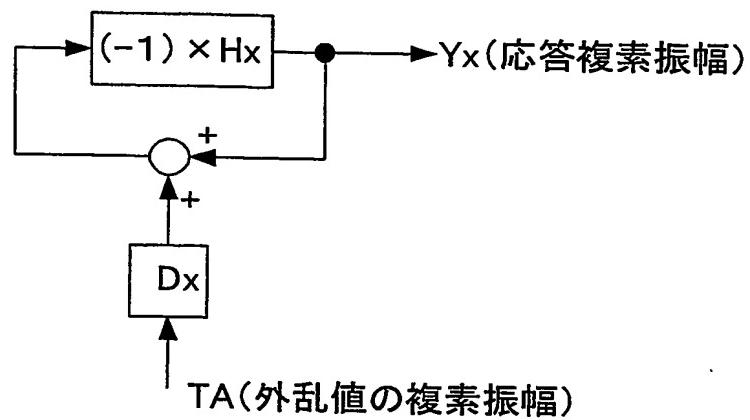


FIG.9

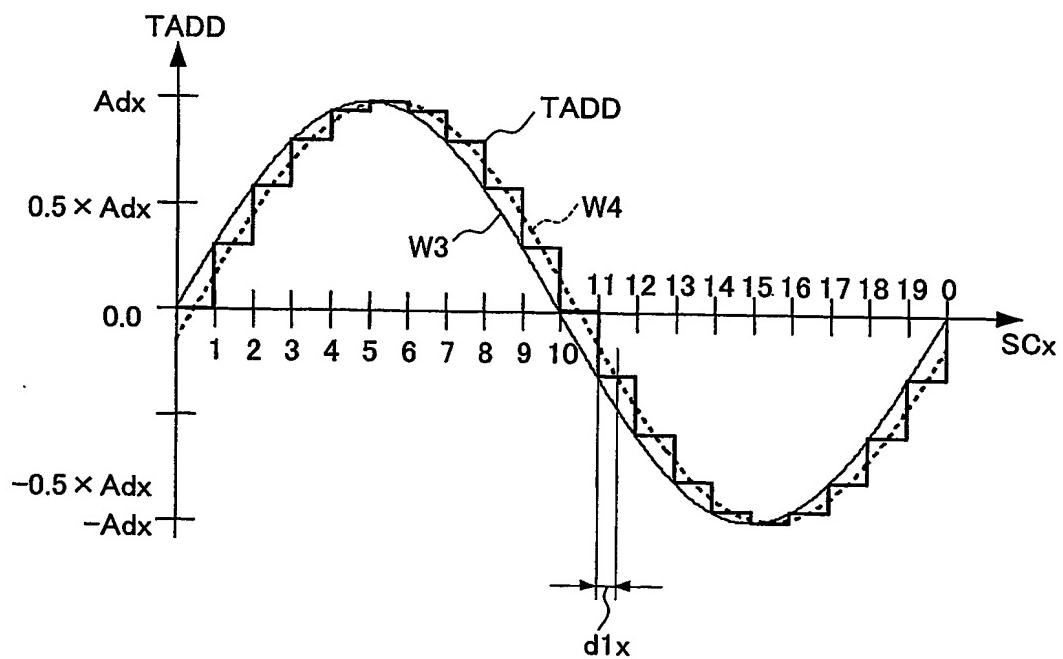


FIG.10